MANUALUL INGINERULUI ELECTRICIAN

II

EDITURA TEHNICĂ

241
Dorna Sosseris

MANUALUL INGINERULUI ELECTRICIAN

II

MAŞINI ELECTRICE

EDITURA TEHNICĂ
1954

COLECTIVUL DE ELABORARE

SECŢIUNEA III — **MAŞINI ELECTRICE**
Sub redacţia:
ACAD. PROF. ING. I. S. GHEORGHIU

I. GENERALITĂŢI ASUPRA MAŞINILOR ELECTRICE

ACAD. PROF. ING. I. S. GHEORGHIU (SUBCAPITOL A)
PROF. DR. ING. GH. PETRESCU şi LECTOR
ING. MIRCEA POPA (SUBCAPITOL B)

II. TRANSFORMATORI

ING. AUGUSTIN MORARU şi CONF. ING. C. LAZU
(SUBCAPITOL A—G)
ING. EMIL ARENDT, Laureat al Premiului de Stat
(SUBCAPITOL H)

III. MAŞINI ASINCRONE

ING. AUGUSTIN MORARU şi CONF. ING. C. LAZU
(SUBCAPITOL A—I)
ING. H. ASLAN, Laureat al Premiului de Stat
(SUBCAPITOL J)

IV. MAŞINI SINCRONE

ING. VICTOR BUNEA, Laureat al Premiului de Stat şi
ING. AUGUSTIN MORARU

V. MAŞINI DE CURENT CONTINUU

ING. H. ASLAN, Laureat al Premiului de Stat şi
ING. D. SOARE (SUBCAPITOL A—D şi F)
PROF. DR. ING. GH. PETRESCU (SUBCAPITOL E)

VI. CONVERTIZORI ROTATIVI
ING. ANGHEL VASILESCU

VII. MAŞINI DE CURENT ALTERNATIV CU COLECTOR

PROF. DR. ING. GH. PETRESCU şi LECTOR ING. MIRCEA POPA

VIII. MONTAJUL ÎN CASCADĂ AL MAŞINILOR ASINCRONE CU MAŞINI CU COLECTOR

PROF. DR. ING. GH. PETRESCU şi LECTOR ING. MIRCEA POPA

IX. BOBINAJELE MAŞINILOR ELECTRICE

ING. VICTOR BUNEA, Laureat al Premiului de Stat

X. CONSTRUCŢIA MAŞINILOR ELECTRICE

ING. VICTOR BUNEA, Laureat al Premiului de Stat şi PROF. DR. ING. GH. PETRESCU

XI. ÎNCĂLZIREA ŞI VENTILAŢIA MAŞINILOR ELECTRICE

ING. C. DOCEA şi LECTOR ING. MIRCEA POPA

XII. ÎNCERCĂRILE MAŞINILOR ELECTRICE

PROF. ING. MIREL STOENESCU

RECENZENŢI

PROF. ING. ALEX. NICOLAU şi PROF. ING. DR. CEZAR PARTENI ANTONI

COORDONARE

ING. PAUL BUNESCU şi ING. PAUL CARTIANU

TABLA DE MATERII

I. Generalităţi asupra maşinilor electrice

A. Teoria unitară şi metode de studiu . . 1

a) *Definiţia maşinii electrice sub forma cea mai generală* *1*

1. Condiţia electromagnetică a maşinilor electrice (1). 2. Aplicarea teoriei generale la diversele clase de maşini electrice (2).

b) *Circuitele echivalente ale maşinilor electrice* *5*

3. Generalităţi (5). 4. Maşina asincronă (5). 5. Maşina sincronă polifazată, cu inductorul rotor (6). 6. Maşina sincronă polifazată, cu inductorul stator (7). 7. Maşina sincronă monofazată, cu inductorul rotor (7). 8. Maşina sincronă monofazată, cu inductorul stator (7). 9. Maşina de curent continuu (8). 10. Maşinile electrice cu colector şi cuplajele în cascadă, cu caracteristică derivaţie (8). 11. Maşinile electrice cu caracteristică serie (9). 12. Maşinile cu mai mult decât două circuite (11).

c) *Metode de calcul în studiul maşinilor electrice* *12*

13. Generalităţi (12). 14. Metoda geometrică a compunerii vectorilor (12). 15. Metoda circuitelor echivalente tratate algebric prin cantităţi complexe (12). 16. Metoda locurilor geometrice exprimate în cantităţi complexe (16).

B. Forţele electromotoare, forţele magnetomotoare şi cuplul în maşinile electrice 23

a) *Generalităţi asupra forţei electromotoare de inducţie* *23*

17. Legea inducţiei electromagnetice (23). 18. Forţa electromotoare indusă de un câmp variabil în spaţiu şi în timp (24). 19. Forţa electromotoare indusă de un câmp constant în timp (25).

b) *Forţa electromotoare într'un bobinaj de curent continuu* *28*

20. Forţa electromotoare la perii (28). 21. Tensiunea între lamelele colectorului (29). 22. Poligonul tensiunilor (30).

c) *Forţa electromotoare într'un bobinaj de curent alternativ* *33*

23. Generalităţi (33). 24. Valoarea medie, valoarea eficace a forţei electromotoare, factorul de formă (34). 25. Forţa electromotoare într'un bobinaj repartizat. Factor de repartizare (35). 26. Influenţa crestăturilor asupra forţei electromotoare induse (37).

d) *Forţa magnetomotoare produsă de un bobinaj de curent alternativ* . . *38*

27. Legea câmpului magnetic la maşinile electrice (38). 28. Curba amperspirelor în cazul unui bobinaj concentrat (bobina în două crestături). (39). 29. Curba amperspirelor, în cazul unui bobinaj repartizat (39).

e) *Cuplul* *42*

30. Producerea şi expresia cuplului (42).

II. Transformatori

A. Generalităţi 47

1. Descriere generală (47). 2. Principiul de funcţionare al transformatorului (47). 3. Tipuri principale de transformatori (48).

B. Teoria transformatorului monofazat 48

4. Funcţionarea în gol a transformatorului monofazat (48). 5. Funcţionarea în sarcină a transformatorului monofazat (49). 6.

Circuitul echivalent al transformatorului monofazat (51). 7. Funcţionarea în scurt circuit a transformatorului monofazat (52). 8. Căderea de tensiune în sarcină (53). 9. Randamentul transformatorului (54).

C. **Transformatorul trifazat** 55

10. Observaţii generale (55). 11. Conexiunile transformatorilor trifazaţi (56). 12. Funcţionarea transformatorilor trifazaţi în regim asimetric (61). 13. Scurtcircuitul permanent al transformatorului trifazat (63).

D. **Funcţionarea în paralel a transformatorilor** 64

14. Condiţiile funcţionării optime în paralel (64). 15. Funcţionarea în paralel a transformatorilor cu rapoarte de transformare inegale (64). 16. Funcţionarea în paralel a transformatorilor cu tensiuni de scurt circuit inegale (65). 17. Funcţionarea în paralel a transformatorilor din grupe de conexiune diferite. (66).

E. **Curentul de magnetizare al transformatorului** 66

18. Curentul de magnetizare al transformatorului monofazat (66). 19. Curentul de magnetizare al transformatorilor trifazaţi (67). 20. Regimul tranzitoriu la cuplarea transformatorului la reţea (69).

F. **Regimurile tranzitorii ale transformatorilor** 70

21. Clasificarea regimurilor tranzitorii (70). 22. Regimul tranzitoriu al scurtcircuitului brusc (71). 23. Supratensiuni în transformatori (73).

G. **Transformatori speciali** 75

24. Generalităţi (75). 25. Transformatori cu reglaj sub sarcină (75). 26. Autotransformatorul (80). 27. Transformatorul de sudură (84). 28. Transformatorul de protecţie (87). 29. Transformatori pentru încercări de înaltă tensiune (87). 30. Transformatori pentru schimbarea numărului de faze (89). 31. Transformatori pentru alimentarea redresorilor cu vapori de mercur (92). 32. Transformatorul cu trei înfăşurări (93). 33. Transformatori trifazaţi în V (95). 33 bis. Transformatori monofazaţi de mică putere (95).

H. **Dimensionarea transformatorilor** 96

34. Calculul preliminar (96). 35. Calculul definitiv (107). 36. Exemplu de calcul (118).

III. Maşini asincrone

A. **Generalităţi** 127

1. Descriere generală (127). 2. Caracteristica principală (127). 3. Bobinajele (127).

B. **Teoria maşinii asincrone polifazate** 128

4. Câmpuri învârtitoare în maşina polifazată (128). 5. Viteza de sincronism şi alunecarea (128). 6. Forţa electromotoare şi curentul rotoric (129). 7. Regimurile de funcţionare ale maşinii asincrone (129). 8. Circuitul echivalent al maşinii asincrone polifazate (130). 9. Cuplul în maşina asincronă polifazată (131). 10. Construirea diagramei cercului (133). 11. Regimuri de funcţionare pe diagrama cercului (135). 12. Dreapta puterilor şi dreapta cuplurilor (136). 13. Determinarea scărilor (137). 14. Determinarea alunecării pe diagrama cercului (137). 15. Diagrama cercului corectată (138). 16. Relaţii energetice în maşina asincronă. Diagrama cercului simplificată (138). 17. Influenţa reactanţelor de scăpări şi a rezistenţelor ohmice ale bobinajelor asupra funcţionării maşinii asincrone (142). 18. Cupluri parazite în maşina asincronă polifazată (142). 19. Calculul curentului de mers în gol (146). 20. Calculul curentului de scurtcircuit (150). 21. Calculul curentului rotoric şi al alunecării (156).

C. **Funcţionarea motoarelor asincrone polifazate** 157

a) *Pornirea* *157*

22. Motoare cu rotorul bobinat (157). 23. Motoare cu rotorul în scurtcircuit (158). 24. Rotor cu bare înalte (160). 25 Rotor tip Dolivo-Dobrovolschi (dublă colivie) (162).

b) *Reglajul vitezei* *164*

26. Reglajul vitezei prin rezistenţe în circuitul rotoric (164) 27. Reglajul vitezei prin variaţia tensiunii aplicate (164). 28. Reglajul vitezei prin variaţia frecvenţei primare (164). 29. Reglajul vitezei prin variaţia numărului de poli (165). 30. Montajul în cascadă al motoarelor asincrone (168). 31. Motor asincron cu dublă alimentare (169). 32. Motoare speciale pentru reglajul vitezei în trepte (169). 33. Reglajul vitezei prin dispozitive speciale (170).

D. **Utilizări speciale ale maşinii asincrone** 170

34. Convertizorul asincron de frecvenţă (170). 35. Generatorul asincron (171). 36. Regulatorul de inducţie (172). 37. Utilizarea maşinii asincrone în sistemele de cuplaj sincron (arbore electric) (175).

E. **Regimurile particulare ale maşinii asincrone** 179

38. Funcţionarea motorului asincron în cazul variaţiei tensiunii (179). 39. Funcţionarea motorului asincron în cazul variaţiei frecvenţei (180). 40. Funcţionarea motorului la tensiunea nesinusoidală (181). 41. Funcţionarea motorului cu tensiuni U_1 nesimetrice (182).

F. **Maşina asincronă monofazată** .. 182

42. Maşina asincronă monofazată (182). 43. Circuitul echivalent al maşinii asincrone monofazate (182). 44. Caracteristicile motorului monofazat (183). 45. Diagrama de funcţionare (184). 46. Calculul curentului de mers în gol şi al curentului de scurtcircuit (185). 47. Pornirea motorului asincron monofazat (186).

G. **Îmbunătăţirea factorului de putere la maşinile asincrone** 188

48. Îmbunătăţirea factorului de putere prin schimbarea tensiunii (188). 49. Motorul asincron sincronizat (188).

H. **Pierderile şi randamentul maşinilor asincrone** 188

50. Observaţie generală (188). 51. Pierderile în fier (188). 52. Pierderile în cupru (prin efect Lenz-Joule) (190). 53. Pierderile mecanice (191). 54. Randamentul (191) 55. Încălzirea (191).

I. **Maşini asincrone speciale** 192

56. Maşina asincronă cu statorul în formă de arc (192). 57. Motorul asincron cu întrefier radial (193). 58. Cuplaj electromagnetic cu alunecare (193). 58. bis. Micromotoare asincrone (193).

J. **Dimensionarea maşinilor asincrone** 195

59. Relaţii pentru dimensionare (195). 60. Exemplu de calcul (202).

IV. Maşini sincrone

A. **Generalităţi** 217

1. Descriere generală (217). 2. Caracteristicele principale ale maşinii sincrone (217). 3. Bobinaje (218).

B. **Teoria maşinii sincrone** 219

a) *Câmpul inductor* *219*

4. Maşini cu poli înnecaţi (219). 5. Maşini cu poli aparenţi (219). 6. Fundamentala câmpurilor în formă de trapez şi în formă de dreptunghi (220). 7. Armonicele superioare ale câmpurilor în formă de trapez şi în formă de dreptunghi (220).

b) *Forţa electromotoare* *220*

8. Valoarea eficace a forţei electromotoare (220). 9. Armonicele superioare (221). 10. Influenţa armonicelor câmpului asupra forţei electromotoare (223). 11. Trasarea câmpului în întrefier (224). 12. Influenţa crestăturilor (225).

c) *Circuitul magnetic* *225*

13. Caracteristica de mers în gol (225). 14. Calculul amperspirelor de magnetizare pentru întrefier (226). 15. Calculul amperspirelor de magnetizare pentru dinţii indusului (228). 16. Calculul amperspirelor de magnetizare pentru jugul indusului (228). 17. Calculul amperspirelor pentru magnetizarea polilor (229). 18. Calculul amperspirelor de magnetizare pentru jugul inductorului (229). 19. Amperspirele totale Θ_T (229). 20. Inducţii admisibile (229).

d) *Reacţia indusului* *230*

21. Generalităţi (230). 22. Forţa magnetomotoare a indusului (230). 23. Reacţia indusului maşinilor sincrone cu câmp învârtitor. (232).

e) *Diagrama simplificată de funcţionare a maşinei sincrone* *234*

24. Generalităţi (234). 25. Maşina sincronă trifazată (235). 26. Maşina sincronă monofazată (240).

f) *Fluxurile de scăpări în maşina sincronă* *241*

27. Generalităţi (241). 28. Fluxul de scăpări al indusului (242). 29. Fluxul de scăscăpări al inductorului (245).

g) *Diagrama completă a maşinii sincrone* *245*

30. Maşina cu rotorul cu poli înnecaţi (245). 31. Maşina cu poli aparenţi (246). 32. Variaţia de tensiune (249). 33. Circuitul echivalent al maşinii sincrone (249).

h) *Scurtcircuitul* *250*

34. Scurtcircuit permanent simetric (250). 35. Scurtcircuit permanent nesimetric (251). 36. Scurtcircuit brusc (253). 37. Cuplurile în cazul scurtcircuitului brusc (257).

i) *Reactanţele maşinii sincrone* *258*

38. Generalităţi (258). 39. Reactanţa de scăpări X_s (259). 40. Reactanţa supratranzitorie X''_d (259). 41. Reactanţa tranzitorie X'_d (259). 42. Reactanţa sincronă X_d (260). 43. Reactanţele transversale X''_q, X'_q şi X_q (260). 44. Reactanţa inversă X_i (260). 45. Reactanţa homopolară X_h (260). 46. Reactanţa Poitier X_p (260). 47. Saturaţia reactanţelor (260). 48. Calcularea aproximativă a reactanţelor (261).

C. **Funcţionarea maşinii sincrone** **263**

a) *Funcţionarea în paralel a maşinii sincrone* *263*

49. Cuplarea unei maşini sincrone la o reţea (263). 50. Regimurile de funcţionare în paralel a generatorilor sincroni (265). 51. Puterea electromagnetică şi puterea sincronizantă specifică la maşina sincronă (266). 52. Funcţionarea generatorului la sarcina capacitivă (268).

b) *Funcţionarea maşinii sincrone cu motor şi compensator de fază* *268*

53. Generalităţi (268). 54. Cuplu maxim (de desprindere). (269) 55. Pornirea motorului sincron (271).

D. **Maşini sincrone speciale** **271**

56. Motorul reactiv (273). 56 a. Generatori de frecvenţă mijlocie şi înaită (273). 56 b. Micromotoare sincrone monofazate (275).

E. **Fenomene de pendulaţie** **275**

57. Gradul de iregularitate al maşinii funcţionând singură (275). 58. Gradul de iregularitate la mersul în paralel (276).

F. **Pierderile şi randamentul maşinii sincrone** **279**

59. Pierderile în cuprul indusului (279). 60. Pierderi în fier (281). 61. Pierderile suplimentare în fier (281). 62. Pierderile în excitaţie (282). 63. Pierderile mecanice (282). 64. Randamentul maşinii sincrone (282).

G. **Dimensionarea maşinii sincrone**.. **282**

65. Relaţii pentru dimensionare (282). 66. Exemplu de calcul (285).

V. Maşini de curent continuu

A. **Generalităţi** **295**

1. Principiul funcţionării maşinilor de curent continuu (295). 2. Descriere generală (296).

B. **Teoria maşinii de curent continuu**.. **298**

a) *Circuitul magnetic principal* *298*

3. Bazele calculului (298). 4. Corpul rotorului (300). 5. Dinţii indusului (301). 6. Intrefierul (304). 7. Polii (307). 8. Jugul statorului (309). 9. Valorile inducţiei (309). 10. Caracteristica magnetică (309) 11. Gradul de exactitate (311).12. Forma caracteristicii magnetice (311). 13. Magnetismul remanent (312).

b) *Moduri de excitaţie* *313*

14. Excitaţia separată (313). 15. Autoexcitaţia (313). 16. Autodesexcitare (314).

c) *Reacţia indusului* *315*

17. Descrierea fenomenului (315). 18. Densitatea de curent liniară a indusului (316). 19. Forţa magnetomotoare a indusului (317). 20. Reacţia indusului la generator (318). 21. Reacţia indusului la motor (320). 22. F.m.m. a indusului necesară în sarcină (320).

d) *Comutaţia* *321*

23. Consideraţii generale. Scânteierea la colector (321). 24. Observaţii preliminare. Notaţii (322). 25. Comutaţie în cazul vitezei infinit mici la periferia indusului, peria acoperind o singură lamelă (324). 26. Comutaţia în cazul vitezei finite la periferia indusului, peria acoperind o singură lamelă ($v > 0$ şi $\beta = 1$) (327). 27. Comutaţia în cazul vitezei finite la periferia indusului şi peria acoperind mai multe lamele ($\beta > 1$). (330). 28. Tensiunea mijlocie de comutaţie (331). 29. Concluzii asupra comutaţiei (333).

e) *Mijloace pentru ameliorarea comutaţiei* *333*

α) Condiţii electrice 333

30. Observaţii generale (333). 31. Polii auxiliari (334). 32. Bobinajul de compensaţie (334). 33. Determinarea numărului spirelor polilor de comutaţie şi ale bobinajului de compensaţie (335). 34. Mijloace pentru micşorarea tensiunii mijlocii de comutaţie *Em* (337). 35. Bobinajul indusului (337). 36. Amortizori în crestături (338). 37. Ameliorarea experimentală a comutaţiei prin metoda V. T. Casianov. (338).

β) Condiţii mecanice 339

38. Colectorul (339). 39. Simetria construcţiei (339). 40. Perii şi portperii (339).

C. **Pierderile şi randamentul maşinii de curent continuu**..... **340**

a) *Pierderile* *340*

41. Observaţiie generale (340). 42. Pierderile în cupru (341). 43. Pierderile în fier (347). 44. Pierderile mecanice (350).

b) *Randamentul* *351*

45. Date de randament (351). 46. Variaţia randamentului (354).

D. **Funcţionarea maşinilor de curent continuu** **357**

47. Generalităţi. Notaţii (357). 48. Caracteristicile de funcţionare ale generatorilor (358). 49. Caracteristicile de funcţionare ale motoarelor (365). 50. Mersul în paralel al generatorilor (370). 51. Manevrarea moatoarelor de curent continuu (372).

E. **Maşini de curent continuu speciale** **377**

a) *Maşini de curent continuu cu câmp transversal* *377*

52. Principiul de funcţionare al maşinilor cu câmp transversal (377). 53. Generator cu câmp transversal de curent constant cu viteză variabilă (378). 54. Generator cu câmp transversal pentru tensiune constantă, funcţionând cu viteză şi cu sarcină variabilă (380). 55. Generator cu câmp transversal, pentru sudura electrică (381). 56. Metadina (382). 57. Amplidina (383).

b) *Maşini cu excitaţii multiple* *386*

58. Maşini de amplificare cu autoexcitaţie (regulex şi rototrol) (386). 59. Generatorul pentru curent constant, cu două excitaţii (389). 60. Generatorul cu poli de scăpări (390).

c) *Maşini de curent continuu cu trei perii* *391*

61. Generatorul de sudură cu trei perii (391). 62. Generatorul cu trei perii, cu viteză variabilă, pentru autovehicule (392).

d) *Maşini de curent continuu pentru distribuţia cu trei fire* *394*

63. Generatorul cu divizor de tensiune Dolivo-Dobrovolschi (394).

e) *Maşini de curent continuu fără colector* *395*

64. Maşina de curent continuu unipolară (395).

F. **Dimensionarea maşinii de curent continuu** **395**

65. Relaţii pentru dimensionare (395) 66. Exemplu de calcul (408).

VI. Convertizori rotativi

1. Observaţie introductivă (425).

A. **Grupul motor-generator**..... **425**

2. Generalităţi şi domenii de utilizare (425). 3. Agregate motor trifazat-generator de curent continuu (425). 4. Agregate motor trifazat-generator monofazat sau generator trifazat de altă frecvenţă (426). 5. Agregate motor de curent continuu-generator de curent continuu (427). 6. Agregate de reglaj (428).

B. **Comutatricea** **429**

7. Generalităţi. (429). 8. Domenii de utilizare (429). 9. Sistemul magnetic (429). 10. Bobinajul de amortizare (430). 11.

Indusul (430). 12. Forţele electromotoare (431). 13. Intensităţile (434). 14. Pierderile ohmice în bobinajul indusului (435). 15. Reacţia indusului (439). 16. Comutaţia (441). 17. Reglajul tensiunii (442). 18. Pornirea (445). 19. Dispozitive de protecţie (446). 20. Mersul în paralel (446). 21. Influenţa perturbaţiilor din reţea asupra comutatricei (447). 22. Indicaţii pentru proiectarea unei comutatrice (447). 23. Construcţia comutatricei (451).

C. **Convertizorul în cascadă** **454**

24. Execuţia şi modul de funcţionare (454). 25. Tensiuni şi intensităţi (455). 26. Pierderile ohmice în indusul comutatricei (457). 27. Reglajul tensiunii (457). 28. Pornirea (457). 29. Date constructive (457).

VII. Maşini de curent alternativ cu colector

A. **Maşini cu colector monofazate** **459**

a) *Generalităţi, rotorul cu colector în câmp alternativ* *459*

1. Generalităţi (459). 2. Forţe electromotoare statică şi cea de rotaţie, induse într'o spiră în mişcare (460). 3. Forţe electromotoare statică şi cea de rotaţie, induse în spirele care trec printr'o poziţie dată din spaţiu (462). 4. Forţa electromotoare statică şi cea de rotaţie, obţinute la perii (463). 5. Cuplul (467). 6. Bobinajul de compensaţie (468). 7. Comutaţia la maşinile cu colector, monofazate (469).

b) *Motorul cu colector, monofazat, serie* *476*

8. Generalităţi (476). 9. Diagrama vectorială (477). 10. Cuplul şi reglajul turaţiei (479). 11. Factorul de putere (482). 12. Comutaţia (483). 13. Funcţionarea ca generator. Autoexcitaţie (486). 14. Motoare universale (488). 15. Indicaţii pentru calcul şi proiectare (489).

c) *Motoare cu repulsie* *497*

16. Generalităţi (497). 17. Motorul cu repulsie cu un bobinaj statoric, şi perii diametrale (497). 18. Motorul cu repulsie cu un bobinaj statoric şi perii cu pas scurtat (507). 19. Motorul cu repulsie cu un bobinaj statoric şi dublu rând de perii (508). 20. Motorul cu repulsie cu două bobinaje în stator (509). 21. Motorul cu repulsie compensat (509). 22. Motorul Benedikt (512). 23. Motorul cu repulsie, monofazat, derivaţie (513).

B. **Maşini cu colector, polifazate** **514**

a) *Generalităţi. Rotorul cu colector în câmpul învârtitor* *514*

24. Necesitatea transformatorului de frecvenţă în reglajul vitezei motoarelor asincrone (514). 25. Principiul de funcţionare al colectorului (515). 26. Circulaţia curentului şi axa magnetică a unui rotor de curent continuu, în curent polifazat (518). 27. Influenţa poziţiei periilor asupra fazei forţelor electromotoare induse în stator şi rotor (520). 28. Comutaţia în maşinile cu colector trifazate (520).

b) *Motorul cu colector, trifazat, serie* .. *523*

29. Generalităţi (523). 30. Principiul de funcţionare (524). 31. Diagrama vectorială, diagrama cercului (526). 32. Factorul de putere şi randamentul (528). 33. Cuplul (529). 34. Stabilitatea (531). 35. Reglajul vitezei (531). 36. Transformatorul intermediar (532). 37. Comutaţia (534). 38. Funcţionarea ca generator. Autoexcitaţie (535). 39. Motorul cu colector, serie, trifazat, cu dublu rând de perii (537).

c) *Motoare cu colector, trifazate, derivaţie* *539*

40. Generalităţi (539). 41. Diagrama vectorială (542). 42. Reglajul vitezei (545). 43. Diagrama cercului (547). 44. Cuplul (551). 45. Comutaţia (555). 46. Motorul asincron compensat (556).

d) *Indicaţii pentru calculul şi proiectarea maşinilor cu colector, trifazate* *557*

47. Forţa electromotoare statică în secţiunea scurtcircuitată (557). 48. Tensiunea de inversare a curentului (558). 49. Forţa electromotoare indusă la perii (559). 50. Forţa electromotoare indusă la bobinajul primar (560). 51. Raportul de transformare al tensiunilor (560). 52. Diametrul rotorului şi puterea pe perechea de poli (560). 53. Lungimea ideală a rotorului (562). 54. Mărimea întrefierului (563). 55. Dimensionarea bobinajului primar (564). 56. Dimensionarea bobinajului legat la colector (564). 57. Dimensionarea bobinajului secundar (statoric) la motorul derivaţie, alimentat prin rotor (566). 58. Diametrul exterior al statorului şi diametrul interior al rotorului (566). 59. Dimensionarea colectorului (566). 60. Transformatorul intermediar (567). 61. Exemplu pentru proiectarea unui motor cu colector, trifazat, serie, cu transformator intermediar (567). 62. Exemplu pentru calculul unui motor cu colector, trifazat, derivaţie alimentat prin rotor (568).

VIII. Montajul în cascadă al maşinilor asincrone cu maşini cu colector

A. **Principiul montajelor în cascadă** .. **571**

1. Generalităţi (571). 2. Reglarea vitezei şi clasificarea cascadelor pentru reglarea vitezei (572). 3. Imbunătăţirea factorului de putere (576). 4. Reglarea vitezei şi îmbunătăţirea factorului de putere (577). 5. Bilanţul energetic, circulaţia puterilor şi a pierderilor de putere în cascadă, la funcţionarea cu viteză subsincronă şi suprasincronă (580).

B. **Maşini auxiliare cu colector pentru montaje în cascadă** **583**

6. Generalităţi (583). 7. Compensatorul cu colector cu excitaţie rotorică (584) 8. Compensatorul cu colector autoexcitat (586). 9. Compensatorul cu colector excitat în serie (586). 10. Compensatorul cu colector excitat în derivaţie (586). 11. Generatorul polifazat cu colector şi poli înnecaţi (587). 12. Convertizorul de frecvenţă (590). 13. Generatorul polifazat cu colector cu excitaţie pe principiu de rezonanţă (595). 14. Generatorul polifazat cu colector şi poli aparenţi (597).

C. **Montaje pentru îmbunătăţirea factorului de putere** **601**

15. Generalităţi (601). 16. Cuplajul cu compensatorul cu colector cu excitaţie rotorică (601). 17. Cuplajul cu compensatorul cu colector autoexcitat (605). 18. Cuplajul cu vibratorul (606). 19. Cuplajul cu compensatorul cu colector excitat în serie (608). 20. Cuplajul cu compensatorul cu colector excitat în derivaţie (609). 21. Cuplajul cu convertizorul de frecvenţă (610). 22. Cuplajul cu generatorul polifazat cu colector (614).

D. **Montaje pentru reglarea vitezei şi îmbunătăţirea factorului de putere** **616**

23. Generalităţi (616). 24. Deplasarea paralelă a caracteristicei naturale a maşinii asincrone (616). 25. Rotirea caracteristicei naturale a maşinii asincrone (624). 26. Deplasarea paralelă şi rotirea caracteristicei naturale a maşinii asincrone (628). 27. Anularea dependenţei puterii de alunecare (631).

E. **Montaje pentru reglarea frecvenţei generatorilor independent de viteza de rotaţie** **634**

28. Obţinerea frecvenţei variabile de la generatorul polifazat cu colector antrenat cu viteză constantă (634). 29. Obţinerea frecvenţei constante de la generatorul polifazat cu colector antrenat cu viteză variabilă (636).

IX. Bobinajele maşinilor electrice

A. **Teoria bobinajelor electrice** **637**

a) *Bobinaje de curent continuu* *637*

1. Generalităţi şi definiţii (637). 2. Bobinajul buclat (640). 3. Bobinajul ondulat (643). 4. Bobinaje cu bobine în formă de broască (648). 5. Alegerea bobinajelor celui mai potrivit. (649).

b) *Bobinaje de curent alternativ* *649*

6. Generalităţi şi definiţii (649). 7. Bobinajul trifazat într'un strat (650). 8. Bobinaje în două straturi (656). 9. Bobinaje în bare (659). 10. Bobinaje bifazate şi monofazate (659).

B. **Tehnica executării bobinajelor maşinilor electrice şi transformatorilor** **659**

a) *Materialele folosite la bobinaje* *659*

11. Conductori (659). 12. Materiale izolante (661).

b) *Izolarea bobinajelor* *667*

13. Factorii hotărâtori în alegerea materialului izolant şi a grosimii acestuia (667). 14. Izolarea elementelor bobinajelor (670). 15. Impregnarea bobinajelor (672).

c) *Bobinajul rotorilor de curent continuu* *674*

16. Feluri de bobinaje (674). 17. Bobinajul manual (675). 18. Bobinajul pe şablon (676). 19. Bobinajul în bare (678). 20. Izolarea bobinajului indusurilor de curent continuu (680). 21. Formule necesare dimensionării bobinajelor (682). 22. Incercările în timpul execuţiei (683).

d) *Bobinaje, pentru curent alternativ* *684*

23. Bobinajul statorilor (684). 24. Bobinajul rotorilor (690). 25. Izolarea bobinajelor de curent alternativ (693). 26. Incercările în timpul execuţiei (695).

e) *Consolidarea capetelor de bobine la bobinajele rotorice* *696*

27. Generalităţi (696). 28. Bandajarea (696). 29. Executarea constructivă a bandajelor (697). 30. Calculul mecanic al bandajelor (699).

f) *Bobinaje de excitaţie* *699*

31. Generalităţi (699). 32. Bobinaje de excitaţie fixe (699). 33. Bobinajul polilor de comutaţie (702). 34. Bobinaje de compensaţie (703). 35. Execuţia bobinelor de excitaţie (704). 36. Bobinaje de excitaţie a polilor în rotaţie (710). 37. Incercările bobinajelor de excitaţie (710).

g) *Bobinajul transformatorilor* *710*

38. Generalităţi (710). 39. Executarea bobinelor (711). 40. Izolarea bobinajului (713). 41. Incercările în timpul execuţiei (714).

X. Construcţia maşinilor electrice

A. Generalităţi **715**

1. Consideraţii introductive (715). 2. Tendinţele actuale în fabricaţia maşinilor electrice (715). 3. Consideraţii generale asupra calculului de rezistenţă mecanică al maşinilor electrice (719).

B. Clasificarea maşinilor electrice rotative după caracteristicile lor constructive **719**

4. Generalităţi (719). 5. Clasificarea după scara de puteri (719). 6. Clasificarea după gama de turaţii (721). 7. Clasificarea după formele de execuţie (721). 8. Clasificarea după tipurile de protecţie exterioară (724).

C. Construcţia statorului maşinilor de curent alternativ **725**

9. Circuitul magnetic (725). 10. Carcasa statorului maşinilor de curent alternativ (728). 11. Calculul carcasei statorului (732)

D. Construcţia statorului maşinilor de curent continuu **734**

12. Generalităţi (734). 13. Carcasa maşinilor de curent continuu (734). 14. Polii (737).

E. Construcţia rotorului maşinilor sincrone **738**

15. Generalităţi (738). 16. Jugul (739). 17. Polii rotorului (741). 18. Turbogeneratorii (744).

F. Calculul de rezistenţa mecanică al rotoarelor maşinilor sincrone **746**

19. Calculul fixării polilor prin coadă de rândunică (746). 20. Solicitările în jug şi în cozile de rândunică ale jugului (747). 21. Solicitări în cazul prinderii în T (748). 22. Calculul roţii polare a maşinii sincrone, tip volant (749).

G. Construcţia rotorului maşinilor asincrone şi al maşinilor cu colector de curent continuu şi alternativ **752**

23. Generalităţi (752). 24. Circuitul magnetic (752). 25. Calculul de rezistenţă al rotoarelor maşinilor asincrone şi al maşinilor de curent continuu (755).

H. Colectorul şi inelele de contact (colectoare) **756**

26. Colectorul maşinilor de curent continuu şi curent alternativ (756). 27. Calculul colectorului (762). 28. Inelele de contact (767).

I. Perii, portperii şi cutii de borne **769**

29. Perii (769). 30. Portperii (770). 31. Tije, braţe şi coliere pentru portperii (771). 32. Cutii de borne (773).

J. Lagărele **774**

33. Generalităţi (774). 34. Lagăre de alunecare (cu cuzineţi) (775). 35. Lagăre de rulare (rulmenţi) (781).

K. Arborii maşinilor electrice **785**

36. Consideraţii generale (785). 37. Construcţia arborilor maşinilor electrice (786). 38. Calculul arborilor maşinilor electrice (787).

L. Organe mecanice de transmisie şi de fixare **791**

39. Cuplaje (791). 40. Roţi de curea şi şaibe de întindere (791). 41. Glisiere şi plăci de fundaţie (794).

M. Construcţia transformatorilor **796**

42. Generalităţi (796). 43. Circuitul magnetic (pachetul de tole) (796). 44. Schela (797). 45. Dispoziţia şi consolidarea bobinajelor (798). 46. Cuva de ulei (799). 47. Capacul (800).

XI. Incălzirea şi ventilaţia maşinilor electrice

A. Maşini rotative **805**

a) *Calculul încălzirii unei maşini la un regim de funcţionare practic infinit (de durată)* *805*

1. Generalităţi (805). 2. Maşina asincronă (807). 3. Maşina de curent continuu (814). 4. Alte maşini (819).

b) *Calculul încălzirii unei maşini la un regim de funcţionare intermitent* *819*

5. Diferitele regimuri de bază în funcţionarea maşinilor (819). 6. Curbele de încălzire şi de răcire ale unei maşini (820). 7. Limitele de încălzire admisibile într'o maşină electrică (825).

c) *Sistemele de răcire ale maşinilor rotative* *828*

8. Răcire naturală şi răcire forţată (828). 9. Sistemele de ventilaţie (830). 10. Ventilaţia în circuit închis (831). 11. Circulaţia axială şi radială (832).

d) *Construcţii de ventilatoare* *833*

12. Generalităţi (835). 13. Calculul ventilatorului cu elice (835). 14. Calculul ventilatorului centrifug (842).

e) *Calculul ventilaţiei maşinilor electrice rotative* *844*

15. Principiile metodei (844). 16. Maşina asincronă (848). 17. Maşina de curent continuu (853). 18. Maşina sincronă (854). 19. Alte maşini (856).

f) *Consideraţii generale asupra ventilaţiei* *856*

20. Erorile metodei de calcul (856). 21. Consideraţii asupra schemei optime de ventilaţie (859).

B. Transformatori **860**

22. Generalităţi (860). 23. Transformatori cu răcire naturală în aer (861). 24. Transformatori cu răcire naturală în cuvă cu ulei (861). 25. Transformatori cu răcire forţată (863).

C. Controlul temperaturilor în timpul funcţionării maşinilor electrice **864**

26. Maşini rotative (864). 27. Transformatori (864).

XII. Incercările maşinilor electrice

A. Incercările transformatorilor **865**

1. Generalităţi (865). 2. Măsurarea raportului de transformare (865). 3. Măsurarea rezistenţei înfăşurărilor (868). 4. Incercarea în gol (869). 5. Incercarea în scurt circuit (870). 6. Incercarea de încălzire (876). 7. Determinarea randamentului (878). 8. Verificarea grupei de conexiuni a înfăşurărilor (880). 9. Incercări de izolaţie (880). 10. Cuplarea în paralel a transformatorilor (884). 11. Toleranţe (886).

B. Incercările maşinilor asincrone **887**

12. Generalităţi (887). 13. Motorul asincron trifazat (887). 14. Maşina asincronă sincronizată (897). 15. Regulatorul de inducţie (898).

C. Incercările maşinilor sincrone 899

16. Generalităţi (899). 17. Pornirea motoarelor sincrone (899). 18. Cuplarea în paralel a maşinilor sincrone (900). 19. Încărcarea maşinilor sincrone (901). 20. Înregistrarea curbei de tensiune (902). 21. Încercarea în gol (903). 22. Încercarea în scurt circuit (903). 23. Determinarea caracteristicilor de sarcină (905). 24. Determinarea parametrilor maşinii sincrone (907). 25. Determinarea variaţiei nominale a tensiunii (914). 26. Determinarea randamentului (916). 27. Încercările maşinilor sincrone de înaltă frecvenţă (920).

D. Incercările maşinilor de curent continuu 923

28. Generalităţi (923). 29. Date de funcţionare (924). 30. Caracteristicile maşinilor de curent continuu (927). 31. Determinarea randamentului (936). 32. Tararea maşinilor de curent continuu (943). 33. Studiul experimental al comutaţiei (943).

E. Incercările comutatricei 947

34. Generalităţi (947). 35. Pornirea comutatricei (947). 36. Determinarea caracteristicelor (948). 37. Determinarea randamentului (949).

F. Incercări comune pentru toate maşinile electrice 949

38. Măsurarea rezistenţei înfăşurărilor (949). 39. Încercarea de încălzire (de durată) (953). 40. Încercări de izolaţie (958). 41. Toleranţe pentru maşini rotative (962).

G. Defectele principale ale maşinilor electrice..... 963

42. Defecteie principale ale transformatorilor (963). 43 Defectele principale ale maşinilor asincrone (964). 44. Defectele principale ale maşinilor sincrone (965) 45. Defectele principale ale maşinilor de curent continuu (967).

Anexă

Semne convenţionale pentru maşini electrice şi transformatori 971

Bibliografie..... 981

I. GENERALITĂŢI ASUPRA MAŞINILOR ELECTRICE

A. Teoria unitară şi metode de studiu

a) Definiţia maşinii electrice sub forma cea mai generală

1. Condiţia electromagnetică a maşinilor electrice. Maşina electrică, sub forma ei cea mai generală, se poate defini ca un sistem format dintr'un număr oarecare de circuite electrice, montate pe armături magnetice, având forma de statori şi de rotori ale căror inductanţe mutuale şi inductanţe proprii variază în timp prin mişcarea de rotaţie a rotorilor. Acest sistem realizează funcţia de « maşină electromecanică » prin schimbul de energie mecanică şi electrică care are loc între diferitele circuite electrice şi diferiţii arbori ai rotorilor şi realizează funcţia de « transformator » prin schimbul de energie electrică care are loc între diferitele circuite electrice. Sistemul produce energie mecanică la arborii rotorilor şi energie electrică la bornele circuitelor electrice. Sub forma cea mai generală maşina electrică are simultan funcţia electromecanică şi de transformator (maşină electromagnetică); în cazuri limită ea poate avea numai una din aceste funcţiuni.

Forma cea mai simplă a acestei maşini generale este maşina monocircuit şi monorotor, compusă din două organe: un stator şi un rotor, dintre care însă numai unul poartă circuit electric. Pentru ca un asemenea sistem să funcţioneze ca maşină electromagnetică trebue ca frecvenţa variaţiei în timp a inductanţei circuitului electric să fie egală cu dublul frecvenţei curentului din circuit. Dar aceasta este un caz particular care se întâlneşte rar în practica maşinilor electrice.

Maşina elementară obişnuită făcând funcţia şi de maşină electromecanică şi de transformator în acelaşi timp, este maşina bicircuit şi monorotor, în care transformarea electromecanică ce caracterizează funcţia de maşină electromecanică, se face prin cuplajul electromagnetic în rotaţie a două circuite în prezenţă.

Sistemul complex format din n circuite electrice constitue o maşină electrică multiplă, realizând funcţiile de maşină electromecanică şi de transformator prin fiecare dintre maşinile elementare sau componente bicircuit şi monorotor.

Dacă la o maşină elementară formată din două circuite, unul stator şi celălalt rotor, se notează cu ω_1 şi ω_2 pulsaţiile curentului în cele două circuite, şi cu ω_3 pulsaţia care corespunde vitezei n_3 şi numărului p de perechi de poli ai rotorului ($\omega_3 = p\, n_3$), adică pulsaţia de variaţie a inductanţei mutuale între cele două circuite cuplate electromagnetic, condiţia ca sistemul acestor două circuite să constitue o maşină electromagnetică, adică să transforme energia electrică în energie mecanică sau tot în energie electrică, este ca pulsaţia inductanţei mutuale să fie egală cu suma sau cu diferenţa pulsaţiilor celor două circuite.

Adică: $\omega_3 = \omega_1 - \omega_2$, respectiv $\omega_3 = \omega_2 - \omega_1$ sau $\omega_3 = \omega_1 + \omega_2$.

Această teoremă se poate demonstra în modul următor:

$$u_1 = r_1 i_1 - e_1 \quad \text{şi} \quad u_2 = r_2 i_2 - e_2;$$

pe de altă parte:

$$p_1 = r_1 i_1^2 - e_1 i_1 \quad \text{şi} \quad p_2 = r_2 i_2^2 - e_2 i_2,$$

în care:

$$e_1 = -\left[\frac{d(l_1 i_1)}{dt} + \frac{d(m_{12} i_2)}{dt}\right] \text{ şi } e_2 = -\left[\frac{d(l_2 i_2)}{dt} + \frac{d(m_{12} i_1)}{dt}\right],$$

unde p_1 şi p_2 sunt puteri instantanee, pozitive, când sunt absorbite, şi negative când sunt furnizate reţelei.

Inlocuind valorile e_1 şi e_2 în expresiile lui p_1 şi p_2, energia desvoltată de sistem într'un timp t se poate pune sub forma:

$$m_{12} = \int_0^t (p_1 + p_2)\, dt = \int_0^t (r_1 i_1^2 + r_2 i_2^2)\, dt + \frac{l_1 i_1^2}{2} + \frac{l_2 i_2^2}{2} + m_{12} i_1 i_2 +$$

$$+ \int_0^t \frac{i_1^2}{2}\, dl_1 + \int_0^t \frac{i_2^2}{2}\, dl_2 + \int_0^t i_1 i_2\, dm_{12}.$$

Primii patru termeni reprezintă energia consumată în efect Lenz-Joule şi energia intrinsecă a sistemului. Energia reprezentată de ultimii trei termeni este susceptibilă de a reprezenta un lucru mecanic, adică sistemul poate constitui o maşină electromecanică, dacă cel puţin una dintre aceste trei integrale, extinsă la un anumit număr de perioade, este diferită de zero, deci creşte infinit cu timpul.

Termenii 5 şi 6 (unul din ei fiind nul) caracterizează maşina monocircuit, caz singular asupra căruia nu se va insista.

Este interesant însă de studiat ultimul termen.

Fie:

$$i_1 = I_1 \sqrt{2} \cos(\omega_1 t - \varphi_1);\ i_2 = I_2 \sqrt{2} \cos(\omega_2 t - \varphi_2) \text{ şi } m_{12} = M \sin(\omega_3 t - \varphi_3).$$

Inlocuind şi făcând toate transformările, se obţine:

$$\frac{I_1 I_2 M \omega_3}{2} \left\{ \int_0^t \cos\left[(\omega_1 + \omega_2 + \omega_3)\, t - \varphi_1 - \varphi_2 - \varphi_3\right] dt + \int_0^t \cos\left[(\omega_1 + \omega_2 - \omega_3)\, t - \varphi_1 - \varphi_2 + \varphi_3\right] dt + \int_0^t \cos\left[(\omega_1 - \omega_2 + \omega_3)\, t - \varphi_1 + \varphi_2 - \varphi_3\right] dt + \int_0^t \cos\left[(-\omega_1 + \omega_2 + \omega_3)\, t + \varphi_1 - \varphi_2 - \varphi_3\right] dt \right\}.$$

Timpul t la care se referă integralele de mai sus, este un multiplu comun al perioadelor $T_1 = \frac{2\pi}{\omega_1}$, $T_2 = \frac{2\pi}{\omega_2}$, $T_3 = \frac{2\pi}{\omega_3}$.

Pentrucă ω_3 este diferit de zero, iar ω_1, ω_2 şi ω_3 sunt totdeauna pozitivi, prima integrală este totdeauna zero. Pentru ca una, oarecare, dintre celelalte trei integrale să nu fie zero, deci pentru ca sistemul să constitue o maşină electromecanică, trebue să fie satisfăcută una dintre relaţiile:

$$\omega_3 = \omega_1 + \omega_2, \text{ sau } \omega_3 = \omega_2 - \omega_1, \text{ respectiv } \omega_3 = \omega_1 - \omega_2.$$

Această teoremă, stabilită iniţial pentru maşinile asincrone şi sincrone, este generală.

2. Aplicarea teoriei generale la diversele clase de maşini electrice. In această teorie generală se pot încadra toate categoriile de maşini electrice, cum se arată mai jos:

α) *Maşina asincronă polifazată cu alimentare statorică.* Cele trei condiţii ale unei maşini electrice:

$$\omega_3 = \omega_1 - \omega_2, \quad \omega_3 = \omega_1 + \omega_2 \text{ şi } \omega_3 = \omega_2 - \omega_1$$

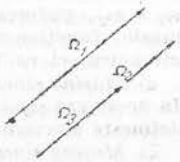
corespund tocmai celor trei moduri de funcţionare ale maşinii asincrone: motor, generator şi frână.

Observând că pulsaţiile ω_1, ω_2 şi ω_3 sunt mărimi pozitive ca orice pulsaţie, dar că vitezele unghiulare corespunzătoare:

$$\Omega_1 = \frac{\omega_1}{p}, \quad \Omega_2 = \frac{\omega_2}{p} \text{ şi } \Omega_3 = \frac{\omega_3}{p}$$

pot fi pozitive sau negative, după cum rotirea se face într'un sens sau altul, rezultă următoarea schemă, luând ca pozitiv sensul rotirii câmpului statoric de viteză Ω_1.

1. $\omega_3 = \omega_1 - \omega_2$



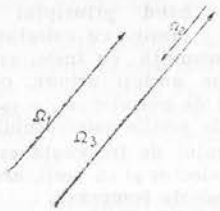
$\Omega_1 > 0$

$0 < \Omega_2 < \Omega_1$

$0 < \Omega_3 < \Omega_1$

Maşina funcţionează ca motor

2. $\omega_3 = \omega_1 + \omega_2$



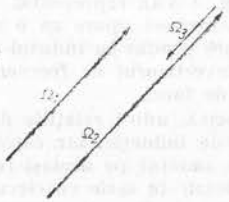
$\Omega_1 > 0$

$\Omega_2 < 0$

$\Omega_3 > \Omega_1$

Maşina funcţionează ca generator

3. $\omega_3 = \omega_2 - \omega_1$



$\Omega_1 > 0$

$\Omega_2 > \Omega_1$

$\Omega_3 < 0$

Maşina funcţionează ca frână

Cazul particular când $U_2 = 0$, corespunde maşinii asincrone obişnuite cu rotor în scurtcircuit.

Cazul particular când $U_2 \neq 0$ corespunde maşinii asincrone cu reostat în rotor sau montată în cascadă.

β) *Maşina asincronă polifazată cu alimentare rotorică.* Aceasta se realizează schimbând în schema de mai sus indicii 1 cu 2 şi schimbând şi sensul vitezei Ω_2.

fiindcă în loc ca circuitul 1 să antreneze circuitul 2, circuitul 2 tinde să antreneze circuitul 1.

γ) *Maşina asincronă monofazată.* Câmpul fix al statorului monofazat se descompune în două câmpuri care se învârtesc în sens contrar, cu viteze egale: unul, câmpul direct care produce cuplu; celălalt, câmpul invers care frânează, ultimul având o valoare neglijabilă prin efectul reacţiei indusului, când maşina funcţionează în viteză.

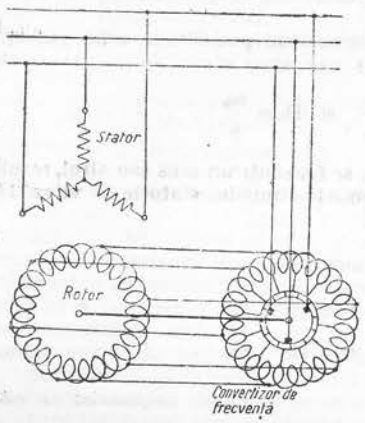


Fig. 1. Schema echivalentă a maşinilor cu colector trifazate, derivaţie.

In consecinţă, se poate spune că maşina asincronă monofazată cu alimentare statorică sau rotorică se reduce la maşina asincronă polifazată cu alimentare statorică sau rotorică.

δ) *Transformatorul static şi regulatorul de inducţie.* In acest caz, $\omega_3 = 0$, deci $\omega_1 = \omega_2$, puterea mecanică este nulă şi maşina funcţionează nu ca maşină electromecanică, ci ca transformator.

ε) *Maşina sincronă cu excitaţie rotorică.* In acest caz $\omega_2 = 0$ deci $\omega_1 = \omega_3$. Relaţia defineşte sincronismul.

ζ) *Maşina sincronă cu excitaţie statorică.* In acest caz $\omega_1 = 0$, deci $\omega_2 = \omega_3$.

η) *Maşinile cu colector trifazate.* Aplicând principiul suprapunerii efectelor, maşina cu colector trifazată poate fi descompusă într'o maşină asincronă obişnuită cu inele, cuplată în cascadă cu un convertizor de frecvenţă, montat pe acelaşi arbore, care transformă curentul alternativ din indusul maşinii, curent de pulsaţie $\omega_2 = \omega_1 - \omega_3$, în curent alternativ de pulsaţie ω_1 care este cules la periile colectorului (fig. 1).

In realitate, rotorul convertizorului de frecvenţă este chiar rotorul maşinii considerate, care, fiind prevăzut cu colector şi cu perii, are simultan rolul de indus de maşină asincronă şi de convertizor de frecvenţă.

Lucrurile se petrec ca şi cum cei doi rotori (cel asincron şi cel cu colector) reprezentaţi în fig. 1, ar fi legaţi prin legături dela spiră la spiră, între spirele care ocupă aceeaşi poziţie la periferia indusului.

Pentru claritatea desenului în fig. 1 s'au reprezentat numai şase din aceste legături. In aceste condiţii maşina asincronă apare ca o maşină asincronă polifazată, cu un număr mare de faze, care produc în indusul-rotor curenţi polifazaţi având acelaşi număr de faze, iar convertizorul de frecvenţă, ca un convertizor polifazat, având şi el acelaşi număr de faze.

Condiţia de maşină electromagnetică, adică relaţiile dintre pulsaţiile ω_1, ω_2 şi ω_3 trebue aplicate numai maşinii de inducţie, iar convertizorul de frecvenţă apare ca un al treilea circuit electric, montat pe acelaşi rotor şi lipsit de cuplaj electromagnetic, fiind legat numai electric în serie cu circuitul rotoric al maşinii de inducţie. Deci *maşina electrică de curent alternativ cu colector este echivalentă cu o maşină electrică tricircuit, compusă dintr'o maşină asincronă cuplată în serie cu un convertizor de frecvenţă.*

θ) *Maşinile cu colector monofazate.* Aceste maşini echivalează cu două maşini trifazate cu colector, având doi inductori-stator virtuali cu $\frac{N}{2}$ conductori şi cu succesiunea fazelor în sensuri diferite, având un singur rotor care se învârteşte cu viteza Ω_3 şi un singur convertizor de frecvenţă, cu două rânduri de perii calate la $\frac{\pi}{2}$.

ι) *Maşina de curent continuu.* Aplicând acelaşi principiu al suprapunerii efectelor, se poate descompune maşina de curent continuu într'o maşină sincronă cu excitaţie statorică având rotorul polifazat cu un număr mare de faze, cuplat în cascadă cu un convertizor de frecvenţă cu două perii, care transformă curentul polifazat de pulsaţie ω_2, în curent continuu, care este cules la periile colectorului.

In consecinţă, maşina de curent continuu este echivalentă tot cu o maşină electrică cu trei circuite, în care condiţia de maşină electromagnetică se aplică numai maşinii sincrone, $\omega_1 = 0$ şi $\omega_2 = \omega_3$. Se ajunge la acelaşi rezultat, dacă se consideră maşina de curent continuu ca un caz particular al maşinii monofazate cu colector, în care pulsaţia curentului de excitaţie a statorului ar fi $\omega_1 = 0$, adică s'ar alimenta inductorul cu curent continuu şi s'ar culege la perii tot curent continuu.

Maşinile cu colector sunt singurele care pot fi maşini-serie, adică singurele la care curentul poate fi acelaşi în rotor şi în stator. La maşinile cu colector teoria se aplică la fel, fie că maşina este serie, fie că este derivaţie, fiindcă în ambele cazuri pulsaţia în spirele rotorului este tot ω_2.

ϰ) *Maşinile complexe, cu mai mult decât două circuite.* In această situaţie sunt maşinile cu colector compensate, şi maşinile sau agregatele de maşini montate în cascadă. Aceste maşini se pot descompune în două sau în mai multe maşini elementare bicircuit şi monorotor, cu sau fără al treilea circuit, legat numai electric în serie.

b) Circuitele echivalente ale maşinilor electrice

3. **Generalităţi.** Pornind dela aceeaşi descompunere a maşinii electrice în circuitele ei componente se poate ajunge la o altă formă a teoriei unitare a maşinilor electrice şi anume la reprezentarea maşinilor electrice printr'un circuit echivalent de forma unui cuadripol în T (într'un singur caz de forma dipolului) sau printr'o combinaţie de cuadripoli şi de dipoli.

4. **Maşina asincronă.** Cuadripolul în T este circuitul echivalent al unui transformator static.

Ecuaţiile de funcţionare în mărimi complexe ale maşinii asincrone pot fi puse sub forma:

$$\overline{U}_1 = (R_1 + j\,X_{s1})\,\overline{I}_1 - \overline{E}_1,$$

şi

$$\frac{\overline{U}_2}{s} = \left(\frac{R_2}{s} + j\,X_{s2}\right)\overline{I}_2 - \overline{E}_1,$$

în care:

R_1 şi R_2 sunt rezistenţele statorului şi rotorului;
X_{s1} — reactanţa de scăpări a statorului;
X_{s2} — reactanţa de scăpări a rotorului, ambele reactanţe fiind raportate la frecvenţa f a reţelei ($X_{s2} = 2\pi f L_{s2}$);
s — alunecarea;
$\overline{U}_1$ şi $\overline{U}_2$ — tensiunile la bornele înfăşurării primare şi secundare, iar
E_1 — forţa electromotoare primară $\left(E_1 = \frac{E_2}{s}\right)$. Toate mărimile secundare sunt raportate la primar.

Sub această formă se vede imediat că maşina asincronă poate fi considerată echivalentă cu transformatorul pe care îl constitue maşina cu rotorul calat. Acest

transformator este un transformator static, fiindcă statorul şi rotorul au aceeaşi viteză, şi anume viteza zero.

Circuitul echivalent al maşinii asincrone este deci cuadripolul în T al transformatorului static pe care îl reprezintă maşina asincronă virtuală cu rotorul calat. Rezistenţa secundară $\frac{R_2}{s}$ şi tensiunea $\frac{U_2}{s}$ la bornele secundarului acestui transformator echivalent variază cu alunecarea, deci cu puterea pe care o desvoltă maşina asincronă.

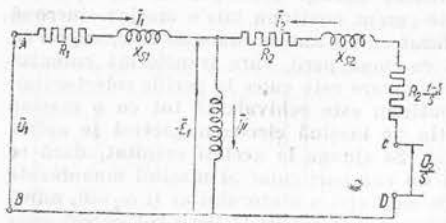


Fig. 2. Circuitul echivalent al maşinii asincrone.

Dat fiind că $\frac{R_2}{s} = R_2 + \frac{1-s}{s} R_2$, transformatorul echivalent poate fi considerat ca un transformator cu rezistenţă secundară R_2 constantă şi care debitează pe o rezistenţă variabilă $\frac{1-s}{s} R_2$ în serie cu o reţea secundară de tensiune $\frac{U_2}{s}$ (fig. 2).

Mărimea $\frac{1-s}{s} R_2 I_2^2$ reprezintă puterea mecanică la arborele maşinii asincrone, iar mărimea $\frac{U_2}{s} I_2$ reprezintă puterea electrică la bornele secundare ale maşinii asincrone, putere care, este fie disipată de rezistenţa reostatului, fie recuperată printr'un montaj în cascadă.

Sub această formă, maşina asincronă reprezintă o maşină asincronă cu funcţiune dublă: maşină electromecanică şi transformator în acelaşi timp.

Cazul $U_2 = 0$ reprezintă cazul maşinii asincrone obişnuite cu rotor în scurtcircuit.

Cazul $U_2 = R_e I_2$ reprezintă cazul motorului asincron funcţionând cu rezistenţa reglabilă R_e în rotor, pentru variaţia vitezei.

In cazul $s = 1$ (rotor calat) maşina asincronă devine transformator static sau regulator de inducţie.

Maşina asincronă monofazată se reduce la cea trifazată şi în consecinţă, are acelaşi cuadripol echivalent.

Reprezentarea maşinilor electrice prin cuadripolul în T este generală. Ea se aplică în mod asemănător oricărei maşini electrice, cu excepţia maşinilor serie de curent continuu sau serie monofazate cu colector şi serie trifazate cu colector. Pentru determinarea cuadripolului echivalent trebue să se găsească pentru fiecare maşină, ca şi pentru maşina asincronă, artificiul care să permită înlocuirea maşinii reale cu o maşină virtuală având aceleaşi proprietăţi, şi care să constitue un transformator static prin faptul că statorul şi rotorul vor avea aceeaşi viteză.

5. **Maşina sincronă polifazată, cu inductorul rotor.** Maşina sincronă în care rotorul mobil parcurs de curentul continuu de excitaţie I_e produce fluxul inductor Φ_i, se poate înlocui printr'o maşină sincronă virtuală, în care rotorul mobil este un rotor virtual polifazat fix, având acelaşi număr de faze ca şi statorul, şi alimentat cu curent alternativ polifazat de frecvenţa f a maşinii sincrone. El va produce un câmp învârtitor de aceeaşi viteză ca şi a inductorului real. Curentul magnetizant I_μ pe care îl absoarbe această armătură polifazată fixă, pentru ca

să producă acelaşi flux Φ_i ca şi inductorul real al maşinii sincrone mergând în gol, este dat de relaţia de proporţionalitate $I_\mu = k\, I_e$; pentru curent trifazat, curentul I_μ se deduce din relaţia $w_e I_e = 3 \cdot 0{,}45 \cdot \xi \frac{w_a}{p} I_\mu$, unde I_e este curentul de excitaţie în curent continuu, w_e este numărul de spire al unui pol de curent continuu, w_a este numărul de spire al unei faze din bobinajul virtual trifazat, ξ factorul de bobinaj al rotorului virtual fix, iar p numărul de perechi de poli.

Cuadripolul în T al maşinii sincrone este cuadripolul în T al acestui transformator echivalent, format din două armături polifazate, ambele în repaus.

Tensiunea primară U_1 este tensiunea care trebue aplicată rotorului virtual trifazat fix pentru ca în gol curentul primar magnetizant să fie I_μ.

In sarcină, puterea electrică produsă la bornele statorului este puterea electrică la bornele secundarului transformatorului echivalent; puterea mecanică la arborele maşinii sincrone, se regăseşte în puterea electrică absorbită de primarul transformatorului echivalent, în care curentul de sarcină se adaugă la curentul de mers în gol.

6. **Maşina sincronă polifazată, cu inductorul stator.** In acest caz se poate înlocui inductorul fix cu o armătură polifazată rotorică, alimentată de curenţi polifazaţi de frecvenţa f a maşinii sincrone; această armătură se învârteşte cu viteza de sincronism în acelaşi sens cu rotorul-indus, succesiunea fazelor făcându-se în sens contrar sensului de rotaţie.

Conform unei teoreme cunoscute a câmpurilor învârtitoare această armătură mobilă produce un câmp fix. Dacă se aplică, la inelele acestei armături, tensiunea primară U_1 care să producă în gol curentul magnetizant I_μ dat de aceeaşi relaţie ca în cazul precedent, fluxul Φ_i produs de această armătură va fi egal cu fluxul produs de inductorul real al maşinii sincrone.

Cuadripolul în T al maşinii sincrone este cuadripolul în T al acestui transformator echivalent, format din două armături polifazate care se învârtesc în acelaşi sens, cu aceeaşi viteză.

7. **Maşina sincronă monofazată, cu inductorul rotor.** In acest caz se poate înlocui maşina sincronă cu o maşină sincronă virtuală al cărei rotor mobil este echivalent cu un rotor virtual monofazat fix, alimentat de un curent monofazat de frecvenţa f a maşinii sincrone. Acesta este curentul magnetizant, având o valoare $I_\mu = k\, I_e$, astfel determinată încât fluxul învârtitor direct de viteză n (viteza de sincronism), pe care îl produce această armătură monofazată, să fie egal cu fluxul pe care îl produce inductorul real al maşinii sincrone, având tot viteza n.

Fluxul învârtitor invers fiind aproape complect anihilat prin reacţia indusului, produce fenomenul perturbator foarte slab al maşinii sincrone monofazate.

Cuadripolul în T al maşinii sincrone monofazate este cuadripolul în T al acestui transformator monofazat, format din două armături în repaus.

8. **Maşina sincronă monofazată, cu inductorul stator.** In acest caz se poate înlocui inductorul fix printr'un rotor virtual monofazat care se învârteşte cu viteza n de sincronism în acelaşi sens cu rotorul-indus, şi care este alimentat cu curent monofazat de frecvenţa f a maşinii sincrone, având o valoare $I_\mu = k\, I_e$, astfel determinată încât fluxul invers al acestui rotor, care este un flux fix, să fie egal cu fluxul fix pe care îl produce inductorul real al maşinii sincrone. Fluxul învârtitor direct de viteză $2n$ produce un fenomen perturbator foarte slab.

Cuadripolul în T al maşinii sincrone monofazate cu inductorul stator este cuadripolul în T al acestui transformator monofazat, format din două armături care se învârtesc în acelaşi sens cu viteza de sincronism n.

9. **Maşina de curent continuu.** Dacă la maşina sincronă monofazată, cu inductorul-stator, se înlocuesc cele două inele cu un colector având două perii fixe aşezate pe linia neutră, se obţine maşina de curent continuu. Pentru a se putea face o reprezentare prin cuadripol trebue să existe curent alternativ şi în secundar, adică la periile rotorului. Se ştie însă că într'o maşină de curent continuu cu inductorul fix, dacă se dă periilor o mişcare de rotaţie în jurul colectorului, cu o viteză oarecare n, se culege la perii o forţă electromotoare de frecvenţă $f = \frac{pn}{60}$ şi a cărei valoare eficace este $\frac{E_c}{\sqrt{2}}$, E_c fiind forţa electromotoare continuă culeasă la periile aşezate pe linia neutră.

Circuitul echivalent al maşinii de curent continuu va fi atunci transformatorul monofazat static pe care îl reprezintă maşina virtuală în care inductorul fix şi periile fixe sunt înlocuite cu un inductor mobil şi cu perii mobile, care se învârtesc în acelaşi sens şi cu aceeaşi viteză de sincronism n, ca şi indusul rotor.

Cuadripolul în T al acestui transformator echivalent este cuadripolul în T al maşinii de curent continuu.

Acest cuadripol are, în circuitul primar, ca curent magnetizant, un curent alternativ monofazat de valoare eficace $\frac{I_c}{\sqrt{2}}$. In sarcină el are, în circuitul secundar, un curent monofazat $\frac{I_c}{\sqrt{2}}$ (I_c fiind curentul continuu din indusul maşinii), iar în circuitul primar, curentul primar corespunzător, a cărui componentă activă reprezintă puterea mecanică la arborele maşinii de curent continuu.

10. **Maşinile electrice cu colector şi cuplajele în cascadă, cu caracteristică derivaţie.** Intr'un montaj în cascadă se aplică la bornele rotorului (secundar), adică la bornele CD ale cuadripolului echivalent, o tensiune $\overline{U}_2$ de frecvenţă f_2 produsă de un grup aval. In unele montaje grupul aval este legat de cealaltă parte la tensiunea primară $\overline{U}_1$ de frecvenţa f_1; acest grup aval, poartă în sine un transformator de frecvenţă, care transformă frecvenţa din f_1 în f_2.

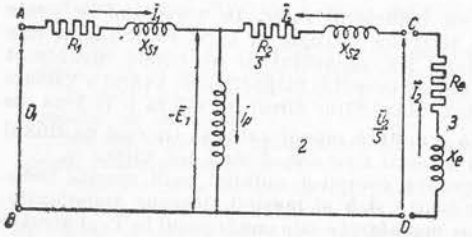


Fig. 3. Circuitul echivalent al maşinilor electrice cu colector şi al cuplajelor în cascadă, cu caracteristică derivaţie.

In alte montaje, grupul aval produce tensiunea $\overline{U}_2$ la frecvenţa f_2, fiind excitat direct la această frecvenţă de către rotorul maşinii asincrone.

Deci un grup în cascadă este o maşină tricircuit electric. Circuitul *3*, care reprezintă grupul aval, este un circuit fix, ca şi secundarul cuadripolului în T (fig. 3).

Relaţia dintre tensiunea aplicată $\overline{U}_2$ şi alunecarea s defineşte în general caracteristica montajului în cascadă.

In ce priveşte maşina de curent alternativ cu colector, monofazată sau trifazată, ea poate fi considerată, ca cel mai simplu caz particular al montajului în cascadă, în care maşina aval este un simplu convertizor de frecvenţă al cărui circuit este înglobat în însuşi rotorul motorului asincron.

Cum circuitul convertizorului de frecvenţă care se învârteşte ca şi rotorul cu viteza $\Omega_3 = \Omega_1 - \Omega_2$ este echivalent, ca şi rotorul, cu un circuit fix de frecvenţă f_1, rezultă, că maşina alternativă cu colector cu caracteristică derivaţie are drept circuit echivalent acelaşi cuadripol în T, ca şi maşina asincronă cu inele.

In cele expuse mai sus s'a presupus că grupul aval este legat direct la tensiunea $\overline{U}_1$. In realitate, el este legat totdeauna printr'un transformator coborîtor de tensiune. Dacă nu se ţine seamă de cuplajul electromagnetic pe care îl reprezintă acest transformator, adică dacă se admite că curentul magnetizant $I_{\mu t}$ al transformatorului este nul, deci curentul primar I_{1t} este egal cu curentul secundar I_{2t} al transformatorului, se poate considera că primarul grupului aval este legat nu la tensiunea $\overline{U}_1$, ci la o tensiune mai joasă decât $\overline{U}_1$ şi în fază cu $\overline{U}_1$. Aceasta este ipoteza ce se face deobicei în teoria montajelor în cascadă şi a maşinilor alternative cu colector.

Dacă se urmăreşte să se procedeze foarte exact trebue să se înlocuiască transformatorul care leagă grupul aval cu reţeaua primară, prin cuadripolul său echivalent.

Prezenţa colectorului şi a transformatorului care leagă rotorul cu colector sau grupul aval la reţeaua primară şi care este mai adesea un transformator cu raport k variabil, introduce în funcţionarea maşinii doi parametri variabili în plus, şi anume: unghiul de decalaj β al periilor colectorului şi raportul de transformare k.

Modul cum aceşti doi parametri intervin în funcţionarea motorului depinde de felul maşinii cu colector sau al grupului în cascadă.

In general, parametrul k intervine ca un factor la puterea întâia sau a doua şi afectează toate mărimile secundare.

In ce priveşte decalajul β trebue să se observe că, decalând periile cu un unghi β în raport cu poziţia de zero, se decalează în acelaşi timp şi axa bobinajului statoric faţă de axă bobinajului rotoric virtual fix.

Aceasta înseamnă că componentele fluxurilor învârtitoare sau forţelor magnetomotoare învârtitoare după axele celor două bobinaje nu vor mai coincide, ci vor fi decalate cu timpul $t = \frac{\beta}{2\pi} T$.

Stabilind relaţia între E_1 şi E_2, urmărindu-se determinarea cuadripolului în T echivalent, se va ajunge la un cuadripol în T în care curentul $\overline{I}_2$, tensiunea secundară $\overline{U}_2$ şi, uneori, chiar rezistenţa şi reactanţa R_2 şi X_{s2} sunt afectate de o funcţiune trigonometrică de β.

In concluzie, se poate deci spune că maşina de curent alternativ cu colector cu caracteristică derivaţie şi maşina asincronă montată în cascadă, au drept circuit echivalent tot cuadripolul în T, dar, în acest cuadripol, mărimile secundare I_2, U_2, R_2 şi X_{s2} sunt înlocuite prin altele $\left(I'_2, U'_2, R'_2 \text{ şi } X'_{s2}\right)$ legate invariabil de decalajul β şi de raportul de transformare k.

11. **Maşinile electrice cu caracteristică serie.** Trebue să se observe în primul rând că numai maşinile cu colector pot fi maşini serie, deoarece numai în acest fel de maşini, indiferent de viteza rotorului, se poate trimite în stator şi în rotor, fie acelaşi curent, cum este cazul maşinilor serie cu alimentare directă, fie curenţi diferiţi, dar legaţi printr'o relaţie de proporţionalitate, cum este cazul maşinilor de repulsie (maşini cu alimentare indirectă).

In maşinile serie cu alimentare directă, cele două circuite, statoric şi rotoric, sunt parcurse de acelaşi curent; deci ele formează un singur circuit electric. Circuitul echivalent este în acest caz un dipol. In acest circuit există, afară de rezistenţele şi de reactanţele de scăpări, două forţe electromotoare; prima este forţa electromotoare statică a statorului, proporţională cu fluxul rezultant şi cu frecvenţa f_1 a curentului maşinii, iar a doua este forţa electromotoare de rotaţie a rotorului, care

apare între periile rotorului şi care este proporţională cu acelaşi flux rezultant şi cu diferenţa de viteze dintre câmp şi rotor. Această diferenţă de viteze este chiar viteza Ω_3 a rotorului la maşina monofazată, unde câmpul rezultant este fix ca şi câmpul statoric; ea are valoarea $\Omega_2 = \Omega_1 - \Omega_3 = s\,\Omega_1$ la maşina cu colector trifazată unde câmpul rezultant este învârtitor şi are aceeaşi viteză $\Omega_1 = \frac{\omega_1}{p}$ ca şi câmpul statoric. Cum fluxul rezultant este proporţional cu curentul I al maşinii, acelaşi în stator şi în rotor, se poate considera că forţa electromotoare de rotaţie E_r ar fi forţa electromotoare a unui motor virtual al cărui circuit de excitaţie este parcurs de acelaşi curent care parcurge şi indusul. In consecinţă ar fi un motor serie, a cărui viteză ar varia în sens invers cu curentul, deci cu cuplul, ca în orice motor serie, conform relaţiei: $E_r = k\,\Phi\,\Omega_3 = k'\,\Omega_3\,I$ sau $E_r = ks\,\Omega_1\,\Phi = k's\,I$. Se poate spune, astfel, că acest motor serie virtual constituie, în circuitul dipolului, receptorul care reprezintă transformarea electromecanică pe care o îndeplineşte maşina serie. In schema dipolului se va reprezenta această forţă electromotoare de rotaţie ca un motor serie cu inductorul parcurs de curentul maşinii.

In maşina serie nu există şi o transformare electrică, ca în maşina derivaţie, deci maşina serie este numai maşină electromecanică.

Şi aici decalajul periilor se traduce printr'o modificare a f.m.m. de excitaţie, a f.e.m. de rotaţie şi a reactanţei utile a statorului.

Dipolul circuit echivalent al unui motor de curent alternativ serie cu colector este cel din fig. 4.

Aici X_1 şi w' sunt reactanţa şi numărul spirelor statorului la motorul monofazat serie, iar la motorul trifazat serie, w' reprezintă nişte spire virtuale depinzând de numărul real de spire w_1 şi w_2, cum şi de decalajul periilor β.

Acelaşi dipol, dar parcurs de curent continuu şi având în circuit numai rezistenţe, este circuitul echivalent al maşinii serie de curent continuu.

Ne mai fiind necesar să fie îndeplinită condiţia $E_1 = E_2$ care impune condiţia ca cuadripolul în T să fie neapărat un sistem de circuite în curent alternativ, nimic nu împiedică să se considere dipolul maşinii de curent continuu ca fiind un circuit parcurs de curent continuu.

Se observă că, pentru motorul cu colector trifazat serie, această reprezentare presupune că circuitul statoric este legat direct la circuitul rotoric. In realitate, adeseori această legătură se face prin intermediul unui transformator, care reduce tensiunea aplicată rotorului.

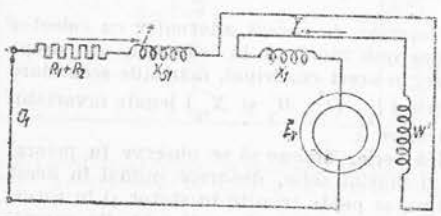


Fig. 4. Circuitul echivalent al maşinilor serie cu alimentare directă.

Dacă se ţine seamă de acest transformator, curentul nu mai este acelaşi în stator şi rotor, ci vor exista doi curenţi diferiţi, dar legaţi printr'o relaţie aproape de proporţionalitate şi aproximativ în fază. Caracterul serie se menţine, dar circuitul echivalent nu mai este un dipol, ci un cuadripol în T, în care circuitul secundar se închide tot pe un motor serie virtual.

Ca o concluzie la studiul motoarelor serie, se poate spune că singurele maşini serie cu alimentare directă fiind motorul serie de curent continuu, motorul monofazat serie, şi motorul trifazat serie fără transformator intermediar, aceste trei maşini sunt singurele maşini electrice al căror circuit echivalent este un dipol.

Motoarele serie cu alimentare indirectă. Această categorie de motoare nu se întâlneşte decât la motoarele de curent alternativ cu colector. Prototipul lor şi singurul tip utilizat este motorul monofazat cu colector de repulsie, care are caracteristică serie.

Cum alimentarea indirectă se face printr'un bobinaj statoric care împreună cu rotorul joacă rolul de transformator intercalat între primar şi secundar, schema motorului cu alimentare indirectă tip motor de repulsie este tot un cuadripol în T.

Motoarele cu colector de curent alternativ, monofazate sau trifazate, cu circuite de compensaţie, sunt şi ele motoare cu alimentare indirectă, dar ele constituie o clasă mai complicată, despre care se va vorbi mai departe.

12. **Maşinile cu mai mult decât două circuite.** Toate maşinile studiate în paragrafele precedente sunt maşini formate din două circuite: unul statoric, celălalt rotoric, cuplate electromagnetic. Ele reprezintă maşina elementară bicircuit şi monorotor.

Dar, cum s'a spus la început, există şi maşini electrice cu mai mult decât două circuite.

Astfel de maşini sunt:

α) Motoarele de curent alternativ cu colector, monofazate sau trifazate, numite compensate, având un al treilea circuit, circuitul de compensaţie. Ele pot fi de tip derivaţie sau de tip serie. Se citează, ca fiind mai des folosite:

Motorul cu colector trifazat derivaţie, compensat, cu alimentare statorică.

Motorul cu colector trifazat derivaţie, compensat, cu alimentare rotorică, cu decalaj de perii pentru variaţia vitezei.

Motorul cu colector, monofazat, de repulsie, compensat (motor serie).

Motorul cu colector, monofazat, derivaţie, compensat.

β) Orice motor cu colector, trifazat sau monofazat, derivaţie, cum şi grupul asincron-cascadă simplă, dacă bornele aval sunt legate la reţeaua primară printr'un transformator, şi dacă se ţine seamă de cuplajul electromagnetic, adică de cuadripolul echivalent al acestui transformator. In acest caz există doi cuadripoli în T, în opoziţie pe aceeaşi reţea şi fiindcă circuitele secundare ale celor doi cuadripoli formează un singur circuit, grupul întreg maşină şi transformator, sau maşină asincronă plus grupul aval al cascadei plus transformatorul electric, formează o singură maşină electrică tricircuit şi monorotor.

γ) Maşinile de curent alternativ cu colector, compensate, dacă se ţine seamă şi de cuplajul electromagnetic al transformatorului de legătură la reţea. Grupul întreg, maşină şi transformator, devine o maşină monorotor cu patru circuite electrice, al cărei circuit echivalent este format din doi cuadripoli montaţi în paralel pe aceeaşi reţea.

δ) Agregatele de mai multe maşini sau de mai multe maşini şi transformatori, dacă sunt considerate ca o maşină unică în sensul teoriei generale.

S'au imaginat asemenea agregate ca maşini policircuit, uneori cu mai mulţi arbori, alcătuind grupuri în cascadă pentru variaţia în limite mari a vitezei şi a factorului de putere la motoarele asincrone, în care maşina aval poate fi o maşină de curent continuu, alimentată dela inelele rotorului maşinii asincrone, prin intermediul unei comutatrice.

Circuitul echivalent al unor astfel de maşini complexe este format din gruparea cuadripolilor sau a dipolilor care reprezintă circuitele echivalente ale maşinilor componente, în serie, în paralel sau în opoziţie pe aceeaşi reţea sau pe două reţele diferite (de exemplu una de curent alternativ şi alta de curent continuu) sau chiar pe mai multe reţele.

Metoda circuitelor echivalente este o metodă de reprezentare şi de studiu al maşinilor electrice, constituind cea mai bună sinteză a maşinii electrice, şi ilustrând mai bine decât oricare altă metodă acea proprietate a maşinilor electrice, care este unitatea lor.

c) Metode de calcul în studiul maşinilor electrice

13. **Generalităţi.** Studiul unei maşini electrice se poate extinde dela simpla cunoaştere şi explicare a fenomenului pe care îl reprezintă funcţionarea maşinii, până la studiul cantitativ şi complect al funcţionării ei.

Legile fundamentale ale electricităţii: legea inducţiei, legea forţelor electromagnetice şi legea circuitului magnetic, complectate cu unele legi ale fizicei: legea conservării energiei, legea suprapunerii efectelor, etc. şi, uneori, oarecare analogii, permit explicarea funcţionării oricărei maşini electrice, şi chiar un început de studiu cantitativ, prin stabilirea formulei forţei electromotoare şi a cuplului. Dacă se mai ţine seamă şi de legile lui Ohm, Kirchoff, Lenz-Joule, se dispune de tot materialul fizico-matematic, necesar pentru studiul cantitativ complect al maşinii de curent continuu.

La maşinile de curent alternativ, problema este mai complicată. Variaţia în timp a curenţilor şi tensiunilor impune reprezentarea acestor mărimi prin vectori.

Rezolvarea cantitativă a funcţionării unei maşini electrice de curent alternativ se poate face prin trei metode.

14. **Metoda geometrică a compunerii vectorilor.** In această metodă nu se aplică vectorilor decât operaţia compunerii vectoriale. Este metoda elementară care, la maşina sincronă, la maşina asincronă obişnuită şi la motorul monofazat serie cu colector, permite un studiu cantitativ complect. La o primă abordare a studiului maşinii, ea este de folos pentru orice maşină electrică de curent alternativ.

In cazuri mai complicate, în special la unele maşini de curent alternativ cu colector, această metodă nu poate fi folosită pentru studiul cantitativ complect al maşinii.

15. **Metoda circuitelor echivalente tratate algebric prin cantităţi complexe.** Această metodă permite rezolvarea complectă şi exactă a problemei funcţionării unei maşini electrice, pentru orice tip de maşină electrică, oricât de complicată ar fi.

Metoda constă în a scrie legea lui Ohm exprimată în cantităţi complexe pentru fiecare circuit al maşinii, în a exprima forţele electromotoare în funcţie de alunecare sau viteză şi de curenţii magnetizanţi ai fiecărui cuplaj electromagetic, şi în a elimina curenţii magnetizanţi, aplicând legea lui Kirchoff la noduri. Se ajunge, în acest fel, la n ecuaţii cu n necunoscute, complexe care sunt curenţii în cele n circuite, şi în care alunecarea sau viteza intră la gradul întâi, fiindcă forţele electromotoare sunt proporţionale cu alunecarea sau viteza. Se rezolvă sistemul, adică se găsesc valorile celor n curenţi, funcţie de alunecare sau de viteză şi de tensiunile la borne, sau de impedanţele exterioare legate pe aceste tensiuni. Se descompun expresiile curenţilor în partea reală şi în partea i aginară, luând drept origine de fază, faza uneia dintre tensiunile aplicate, şi se determină astfel curenţii activi şi reactivi. Se determină apoi expresia puterilor la bornele circuitelor sau la arborii rotorilor, a pierderilor, a puterilor reactive, a cuplurilor şi a randamentului, deci toate mărimile care definesc funcţionarea maşinii. Deoarece puterile şi cuplurile au fost determinate în funcţie de alunecare sau de viteză, rezultă că s'au determinat mărimile care caracterizează funcţionarea maşinii pentru anumite valori ale cuplului desvoltat la arbori şi pentru anumite puteri electrice produse sau absorbite la bornele circuitelor electrice.

Această metodă, care este o metodă unitară, valabilă pentru toate maşinile electrice, va fi aplicată mai întâi în cazul maşinii electrice obişnuite bicircuit şi monorotor, şi anume în cazul maşinilor derivaţie, şi apoi în cazul maşinilor serie.

Cazul maşinilor derivaţie, al grupurilor în cascadă şi al maşinilor monofazate cu repulsie (maşini serie cu alimentare indirectă). Toate maşinile electrice din această categorie, adică, de fapt, toate maşinile electrice obişnuite de curent

alternativ, afară de motoarele de curent alternativ cu colector serie cu alimentare directă, au drept circuit echivalent cuadripolul în T (fig. 5), ale cărui ecuaţii sunt:

$$\overline{U}_1 = (R_1 + j X_{s1})\,\overline{I}_1 - \overline{E}_1 \tag{15.1}$$

şi

$$\overline{U}_2 = (R_2 + js X_{s2})\,\overline{I}_2 - \overline{E}_2 . \tag{15.2 a}$$

Dacă circuitul secundar debitează pe o impedanţă exterioară $\overline{Z}$, se poate scrie $\overline{Z} = -\dfrac{\overline{U}_2}{\overline{I}_2}$.

Inlocuind pe $\overline{U}_2$ prin valoarea sa $-\overline{Z}\,\overline{I}_2$, ecuaţia (15.2 a) devine:

$$0 = (R_2 + js X_{s2} + \overline{Z})\,\overline{I}_2 - \overline{E}_2 . \tag{15.2 b}$$

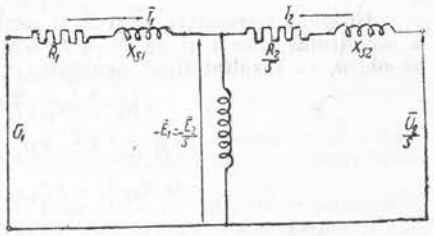


Fig. 5. Circuitul echivalent al maşinilor derivaţie, al grupurilor în cascadă şi al maşinilor monofazate cu repulsie.

După felul maşinii şi al modului de funcţionare, uneori se aplică ecuaţiile cuadripolului în T sub forma (15.1), (15.2 a), alteori sub forma (15.1), (15.2b).

Se exprimă $\overline{E}_1$ şi $\overline{E}_2$ în funcţie de $\overline{I}_1$ şi $\overline{I}_2$:

$$\overline{E}_1 = -j\,(X_1\,\overline{I}_1 + X_{12}\,\overline{I}_2) \tag{15.3}$$

şi

$$\overline{E}_2 = -js\,(X_{12}\,\overline{I}_1 + X_2\,\overline{I}_2), \tag{15.4}$$

în care X_1 şi X_2 sunt reactanţele utile ale circuitului primar şi secundar:

$$X_1 = \frac{3}{2}\,\frac{(\xi_1 w_1)^2}{\mathfrak{R}}\,\omega_1 \quad \text{şi} \quad X_2 = \frac{3}{2}\,\frac{(\xi_2 w_2)^2}{\mathfrak{R}}\,\omega_1 .$$

$\mathfrak{R}$ fiind reluctanţa circuitului magnetic, aceeaşi pentru circuitul primar, cât şi pentru cel secundar, iar X_{12} — inductanţa mutuală între circuitul primar şi circuitul secundar:

$$X_{12} = \frac{3}{2}\,\frac{(\xi_1 w_1)\,(\xi_2 w_2)}{\mathfrak{R}}\,\omega_1 .$$

In ecuaţiile (15.2 a), (15.2 b), (15.3) şi (15.4) vectorii din circuitul secundar reprezintă mărimile secundare în adevărata lor valoare, şi nu mărimile raportate la primar.

Se demonstrează însă uşor că formulele rămân aceleaşi, dacă mărimile secundare, în valoarea lor adevărată, se înlocuesc prin aceleaşi mărimi raportate la primar, adică dacă $\overline{E}_2$, $\overline{U}_2$, $\overline{I}_2$, R_2, X_2, X_{s2}, $\overline{Z}$ şi X_{12} se înlocuesc prin:

$$\frac{\overline{E}_2}{K},\ \frac{\overline{U}_2}{K},\ K\overline{I}_2,\ \frac{R_2}{K^2},\ \frac{X_2}{K^2},\ \frac{X_{s2}}{K^2},\ \frac{\overline{Z}}{K^2} \text{ şi } \frac{X_{12}}{K},$$

unde $K = \dfrac{\xi_2 w_2}{\xi_1 w_1}$, ξ fiind factorul de bobinaj şi w — numărul de spire.

Inlocuind $\overline{E}_1$ şi $\overline{E}_2$ prin valorile lor, ecuaţiile (15.1) şi (15.2 a), respectiv (15.2 b), devin:

$$\overline{U}_1 = (R_1 + j X_{s1})\overline{I}_1 + j(X_1 \overline{I}_1 + X_{12} \overline{I}_2) ; \tag{15.5}$$

$$\overline{U}_2 = (R_2 + js X_{s2})\overline{I}_2 + js(X_{12} \overline{I}_1 + X_2 \overline{I}_2); \tag{15.6 a}$$

$$0 = (R_2 + js X_{s2} + \overline{Z}) \overline{I}_2 + js(X_{12} \overline{I}_1 + X_2 \overline{I}_2). \tag{15.6 b}$$

Grupând termenii în $\overline{I}_1$ şi $\overline{I}_2$ şi notând cu $X_{s1} + X_1 = X_{11}$ reactanţa totală a circuitului primar şi cu $X_{s2} + X_2 = X_{22}$ reactanţa totală a circuitului secundar se obţin, ca rezultat final, ecuaţiile:

$$(R_1 + jX_{11}) \overline{I}_1 + j X_{12} \overline{I}_2 = \overline{U}_1; \tag{15.7}$$

$$js X_{12} \overline{I}_1 + (R_2 + js X_{22}) \overline{I}_2 = \overline{U}_2; \tag{15.8 a}$$

$$js X_{12} \overline{I}_1 + (R_2 + js X_{22} + \overline{Z}) \overline{I}_2 = 0. \tag{15.8 b}$$

Ecuaţiile (15.7) cu (15.8 a), respectiv (15.7) cu (15.8 b), constituie câte un sistem de două ecuaţii cu câte două necunoscute complexe $\overline{I}_1$ şi $\overline{I}_2$. Ele reprezintă sub altă formă tot ecuaţiile cuadripolului în T, exprimate în funcţie de $\overline{I}_1$ şi $\overline{I}_2$, şi sunt valabile pentru toate maşinile de curent alternativ afară de motoarele cu colector serie cu alimentare directă.

Se rezolvă întâi sistemul format de ecuaţiile (15.7) şi (15.8 a) calculând determinanţii numărătorului şi numitorului şi se obţine:

$$\Delta = (R_1 + j X_{11})(R_2 + js X_{22}) - (js X_{12})(jX_{12}) = R_1 R_2 - s X_{11} X_{22} + \\ + sX_{12}^2 + j(R_1 s X_{22} + R_2 X_{11}).$$

Acest determinant poate fi pus sub o formă mai simplă, introducând pe τ_1 şi τ_2 care sunt coeficienţii de scăpări ai circuitului primar şi secundar:

$$\tau_1 = \frac{X_{s1}}{X_1} \quad \text{şi} \quad \tau_2 = \frac{X_{s2}}{X_2}$$

şi observând că există relaţia:

$$X_{11} X_{22} = X_1 (1 + \tau_1) \cdot X_2 (1 + \tau_2) = X_1 X_2 (1 + \tau_1 + \tau_2 + \tau_1 \tau_2) = X_1 X_2 (1 + \tau)$$

în care $\tau_1 + \tau_2 + \tau_1 \tau_2 = \tau$ reprezintă coeficientul global de scăpări.

Pe de altă parte, atât pentru mărimile raportate, cât şi pentru mărimile neraportate la circuitul primar $X_1 X_2 = X_{12}^2$. Atunci se poate scrie:

$$- s (X_{11} X_{22} - X_{12}^2) = - s [X_1 X_2 (1 + \tau) - X_1 X_2] = - s X_1 X_2 \tau.$$

Inlocuind în expresia lui Δ se obţine:

$$\Delta = R_1 R_2 - X_1 X_2 \tau s + j [R_1 X_{22} s + R_2 X_{11}].$$

Rezultă:

$$\overline{I}_1 = \frac{\overline{U}_1 (R_2 + js X_{22}) - \overline{U}_2 j X_{12}}{\Delta} \tag{15.9}$$

şi

$$\overline{I}_2 = \frac{\overline{U}_2 (R_1 + j X_{11}) - \overline{U}_1 js X_{12}}{\Delta} = - \frac{\overline{U}_1 js X_{12} - \overline{U}_2 (R_1 + j X_{11})}{\Delta}. \tag{15.10}$$

Se rezolvă acum sistemul format de ecuaţiile (15.7) şi (15.8 b). Determinantul numitorului este:

$$\Delta' = \Delta + (R_1 + j X_{11}) \overline{Z}.$$

Rezultă:

$$\overline{I}_1 = \frac{\overline{U}_1 (R_2 + j X_{22} s + \overline{Z})}{\Delta + (R_1 + j X_{11}) \overline{Z}} \tag{15.11}$$

şi

$$\overline{I}_2 = - \frac{\overline{U}_1 j X_{12} s}{\Delta + (R_1 + j X_{11}) \overline{Z}}. \tag{15.12}$$

In ecuaţiile (15.9), (15.10), (15.11) şi (15.12), mărimile secundare şi inductanţa mutuală pot figura, fie raportate la circuitul primar, fie cu valorile reale neraportate la circuitul primar.

In cele de mai sus s'au neglijat pierderile prin histeresis şi curenţi turbionari. Dacă este necesar să se ţină seamă şi de aceste pierderi, pentru a nu se face nicio aproximaţie, trebue să se introducă în derivaţie la piciorul cuadripolului în T o rezistenţă ρ foarte mare. In acest caz, piciorul cuadripolului este format dintr'o rezistenţă fără inductanţă, ρ, în paralel cu o inductanţă fără rezistenţă, X_1. Curentul de mers în gol I_0 devine $\overline{I}_0 = \overline{I}_\mu + \overline{I}_a$, unde $\overline{I}_a$ este un curent activ foarte mic care corespunde pierderilor prin histeresis şi curenţi turbionari.

In acest caz este însă mai comod să se lucreze cu conductanţa $g = \frac{1}{\rho}$, cu susceptanţa $b = \frac{1}{X_1}$ şi cu admitanţa $g - jb$ şi să se scrie:

$$\overline{E}_1 = - \frac{\overline{I}_0}{g - jb}.$$

Aplicaţii la diversele clase de maşini electrice. Cu ecuaţiile (15.9) şi (15.10) sau (15.11) şi (15.12) problema este rezolvată, întrucât s'au determinat necunoscutele-vectori $\overline{I}_1$, şi $\overline{I}_2$. Ea este rezolvată pentru orice maşină electrică având două circuite, cu o singură remarcă. Dacă maşina este o maşină cu colector de curent alternativ sau un montaj în cascadă cu decalaj de perii (β) şi cu raport de transformare variabil K, mărimile $\overline{I}_2$ $\overline{U}_2$ şi reactanţele nu mai au valorile adevărate pe care le dă funcţionarea maşinii, ci au nişte valori legate de cele adevărate prin relaţii în care intră unul din factorii β şi K, sau amândoi, şi care relaţii variază dela maşină la maşină.

Ecuaţiile sub formele (15.9) şi (15.10) se aplică maşinilor asincrone cu inele sau maşinilor cu colector, cum şi grupurilor asincrone în cascadă. In aceste ecuaţii, curenţii $\overline{I}_1$ i $\overline{I}_2$ sunt exprimaţi în funcţie de alunecare. Expresia lui $\overline{U}_2$ defineşte categoria de maşină: $\overline{U}_2 = 0$ caracterizează maşina asincronă în scurtcircuit; $\overline{U}_2 = R_e I_2$, caracterizează maşina asincronă cu rezistenţa R_e în circuitul rotoric; $\overline{U}_2 =$ constant, caracterizează maşina cu colector sau maşina asincronă, montată în cascadă simplă; $\overline{U}_2$ ca funcţie oarecare de alunecarea s, caracterizează maşina asincronă în cascadă mai complicată: $\overline{U}_2 = \overline{E}_r$ (E_r fiind forţa electromotoare de rotaţie a maşinii, cu colector) caracterizează motoarele cu colector serie cu alimentare indirectă.

Ecuaţiile sub formele (15.11) şi (15.12) se aplică transformatorilor statici sau maşinilor sincrone, curenţii $\overline{I}_1$ şi $\overline{I}_2$ fiind exprimaţi în funcţie de impedanţa variabilă $\overline{Z}$.

Odată ce s'au determinat curenţii $\overline{I}_1$ şi $\overline{I}_2$ pentru orice valoare a lui s sau $\overline{Z}$, deci pentru orice valoare a cuplului sau puterii desvoltate de maşină, problema este vectorial rezolvată. Mai departe, trecerea la ecuaţiile algebrice, adică determinarea modulului şi argumentului, se face urmând drumul cunoscut:

Se face numitorul real; se separă partea reală şi partea imaginară şi se determină I_{1a}, I_{1r}, I_{2a} şi I_{2r}, toate aceste componente în funcţie de alunecarea s sau de rezistenţa şi reactanţa circuitului exterior.

$P_a = 3\,U_1\,I_{1a}$ este puterea absorbită de circuitul primar;

$p_{JR} = R_2\,I_2^2$ este puterea pierdută în circuitul secundar, unde $I_2 = \sqrt{I_{2a}^2 + I_{2r}^2}$ (în acest caz R_2 conţine şi eventuala rezistenţă exterioară.

Puterea utilă la arbore este $P_u = P_a - p_{Js} - p_{JR} - p_{H+F} - p_M$, unde p_{H+F} şi p_M se calculează după formulele uzuale. In cele din urmă se determină cuplul, care la maşinile asincrone este dat de relaţia:

$$M = \frac{P_u}{\Omega_3} = \frac{P_u}{\Omega_1\,(1 - s)}.$$

Dacă din formulele stabilite se deduce I_a sau I_r în funcţie de alunecare, din ultima formulă se obţine imediat I_a sau I_r în funcţie de M.

In fine se poate determina randamentul $\eta = \frac{P_u}{P_a}$ şi factorul de putere $\cos\varphi = \frac{I_{1a}}{I_1}$ adică se deduc toate mărimile care caracterizează funcţionarea maşinii.

Cazul maşinilor serie cu alimentare directă. Circuitul echivalent al maşinii fiind un dipol, legea lui Ohm aplicată circuitului dipolului conduce imediat la ecuaţia de funcţionare a maşinii:

$$\overline{I} = \frac{\overline{U} + \overline{E}_r}{\overline{Z}},$$

în care: $\overline{Z} = R_1 + R_2 + jX_{s1} + jX_{s2} + j\overline{X}_1'$.

$\overline{E}_r$ este forţa electromotoare de rotaţie a maşinii care apare între periile colectorului, funcţie liniară de Ω_3 la motorul cu colector monofazat serie, şi funcţie de alunecarea s la motorul cu colector trifazat serie; X_1' este reactanţa virtuală a statorului în funcţie de reactanţa reală X_1 şi de unghiul de decalaj β al periilor.

In acest caz $\overline{I}$ va fi o funcţie de forma: $\overline{I} = \frac{\overline{U}}{b + cj}$ unde b şi c sunt funcţii de gradul 1 de Ω_3 sau s.

Rezolvarea algebrică şi mersul mai departe al calculului se face la fel ca în cazul precedent.

Cazul maşinilor cu mai mult de 2 circuite. Foarte rar se folosesc maşini cu mai mult de 2 circuite. Cele câteva cazuri mai cunoscute de asemenea maşini, şi anume maşinile cu colector de curent alternativ compensate, au 3 circuite. In consecinţă se vor putea scrie 3 ecuaţii cu 3 necunoscute $\overline{I}_1$, $\overline{I}_2$ şi $\overline{I}_3$. Rezolvarea se va face la fel, formând determinaţii numărătorilor şi ai numitorului. Forţele electromotoare fiind funcţii liniare de alunecare. în aceste ecuaţii alunecarea intervine la puterea întâi.

Rezolvarea algebrică şi mersul mai departe al calculului se face ca şi în cazurile precedente.

In concluzie se poate spune că metoda cantităţilor complexe rezolvă complect problema funcţionării oricărei maşini electrice, oricât de complicată ar fi. Rezolvarea geometrică vectorială este simplă şi scurtă. Deşi rezolvarea algebrică este adeseori lungă şi laborioasă, metoda permite însă un studiu calitativ şi cantitativ complect al funcţionării.

16. Metoda locurilor geometrice exprimate în cantităţi complexe

α) *Generalităţi.* Rezolvarea algebrică a ecuaţiilor maşinii electrice permite determinarea tuturor mărimilor care condiţionează funcţionarea maşinii electrice pentru o anumită valoare a cuplului sau a puterii desvoltate de maşină.

A studia complect maşina electrică înseamnă însă a vedea cum variază fiecare din aceste mărimi fie în funcţie de variabila putere sau cuplu, fie în funcţie de variabila alunecare sau viteză, de care cuplul sau puterea sunt legate invariabil prin anumite relaţii. Acest studiu înseamnă determinarea diferitelor caracteristice ale maşinii.

Dar acest studiu algebric este lung şi laborios. Se poate face un studiu mult mai expeditiv, mai concentrat şi tot atât de complect, găsind locul geometric al extremităţii vectorilor de curent şi tensiune în funcţie de variabila care poate fi, fie alunecarea sau viteza, fie rezistenţa sau reactanţa exterioară, ceeace înseamnă că se poate obţine pe o singură figură poziţia vectorului în mărime şi direcţie pentru

orice valoare a variabilei. Aceasta revine la a cunoaşte expresia analitică a unei curbe, exprimată în cantităţi complexe în funcţie de o variabilă dată. Utilizând anumite proprietăţi ale acestor locuri geometrice, se pot apoi determina foarte repede pe o aceeaşi figură mărimile scalare: puteri, cupluri, pierderi, viteze, alunecare şi randament, prin simpla trasare a unor linii drepte. Prin simpla măsurare la anumite scări a unor segmente de dreaptă, se poate deduce grafic şi în modul cel mai rapid oricare din caracteristicele maşinii.

Unele din aceste locuri geometrice se pot găsi şi prin metoda elementară a compunerii geometrice a vectorilor, cum este cazul la maşina sincronă şi la cele mai simple din motoarele cu colector de curent alternativ. Dar stabilite pe această cale, diagramele nu permit obţinerea tuturor mărimilor care interesează funcţionarea maşinii decât, numai făcând anumite ipoteze simplificatoare.

Numai dacă se aplică proprietăţile geometriei analitice exprimată în cantităţi complexe se poate rezolva problema complect şi exact, oricât de complicată ar fi maşina electrică.

In cadrul teoriei generale a maşinilor electrice, se va trata problema în ansamblul ei, făcând o sinteză a metodei.

Pentru o mai bună înţelegere a expunerii, este însă necesar să se reamintească prin simplă enunţare, fără a se face nicio demonstraţie, expresiile în cantităţi complexe a curbelor uzuale care se întâlnesc în studiul maşinilor electrice şi proprietăţile lor care găsesc aplicare în acest studiu.

β) *Ecuaţiile complexe ale curbelor uzuale şi câteva din proprietăţile lor.* Se va nota cu v variabila (deobicei alunecarea sau viteza).

Dreapta care trece prin origină:

$$\overline{G} = \overline{D}v.$$

Dreapta sub cea mai generală formă:

$$\overline{G} = \overline{C} + \overline{D}v \text{ sau } \overline{G} = \frac{\overline{C} + \overline{D}v}{a + bv},$$

unde a şi b sunt numere reale.

Cercul care trece prin origină (fig. 6):

$$\overline{K} = \frac{1}{\overline{C} + \overline{D}v} = \frac{1}{\overline{G}}.$$

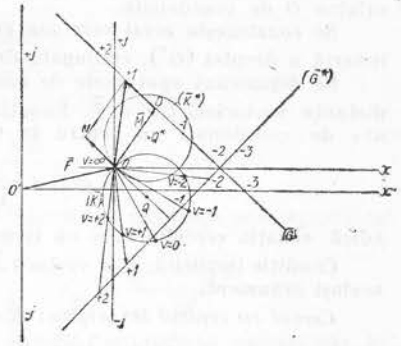


Fig. 6. Dreapta $(\overline{G})$ şi cercul $(\overline{K})$.

Cercul $(\overline{K})$ poate fi obţinut în următoarele două moduri:

— construind dreapta $(\overline{G}^*)$ conjugata dreptei $\overline{G} = \overline{C} + \overline{D}v$ şi apoi construind cercul $(\overline{K})$ figura geometrică inversă dreptei $(\overline{G}^*)$;

— construind cercul $(\overline{K}^*)$ figura geometrică inversă dreptei $(\overline{G})$ şi apoi construind cercul $(\overline{K})$ conjugat cercului $(\overline{K}^*)$.

Cercul loc geometric $(\overline{K})$ are centrul Q pe perpendiculara dusă din O pe conjugata $(\overline{G}^*)$ a dreptei $(\overline{G})$.

Cercul general (cerc care nu trece prin centru, — fig. 6, — cercul $\overline{K}$ raportat la axele trecând prin O') are ecuaţia:

$$\overline{K} = \frac{\overline{A} + \overline{B}v}{\overline{C} + \overline{D}v}.$$

Această ecuaţie se poate pune sub una din următoarele forme:

$$\overline{K} = \frac{\overline{A} + \overline{B}v}{\overline{C} + \overline{D}v} = \overline{F} + \frac{\overline{E}}{\overline{C} + \overline{D}v} = \overline{F} + \frac{1}{\frac{\overline{C}}{\overline{E}} + \frac{\overline{D}v}{\overline{E}}} = \overline{F} + \frac{1}{\overline{M} + \overline{N}v} = \overline{F} + \frac{1}{\overline{G}},$$

unde $\overline{F} = \frac{\overline{B}}{\overline{D}}$, $\overline{E} = \overline{A} - \frac{\overline{B}}{\overline{D}}\overline{C}$, $\overline{M} = \frac{\overline{C}}{\overline{E}}$, $\overline{N} = \frac{\overline{D}}{\overline{E}}$ şi $\overline{G} = \overline{M} + \overline{N}v$.

Cercul $\overline{K}$ se obţine rotind cercul $\frac{1}{\overline{C} + \overline{D}v}$ în raport cu origina O de coordonate, cu un unghi egal cu argumentul vectorului $\overline{E}$, înmulţind diametrul acestui cerc cu modulul vectorului $\overline{E}$, şi deplasând apoi axele de coordonate paralel cu ele însile din O în O' cu distanţa $\overline{OO'} = \overline{F}$.

La acelaşi rezultat se ajunge dacă se construesc vectorii $\overline{M} = \frac{\overline{C}}{\overline{E}}$ şi $\overline{N} = \frac{\overline{D}}{\overline{E}}$, şi cu aceşti vectori se construeşte dreapta $(\overline{G})$ (fig. 6).

Cercul $\overline{K} = \frac{1}{\overline{M} + \overline{N}v} = \frac{1}{\overline{G}}$ este figura inversă a dreptei $(\overline{G})$ şi trece prin origina O de coordonate.

Se construeşte acest cerc aşa cum s'a arătat mai sus, ca figură geometrică inversă a dreptei $(\overline{G}^*)$, conjugată dreptei $(\overline{G})$.

Se deplasează apoi axele de coordonate paralel cu ele însile, din O în O' cu distanţa vectorială $\overline{OO'} = \overline{F}$. Ecuaţia aceluiaşi cerc $\overline{K}$ devine în raport cu noile axe de coordonate cu centru în O':

$$\overline{K} = \overline{F} + \frac{1}{\overline{M} + \overline{N}v} = \frac{\overline{A} + \overline{B}v}{\overline{C} + \overline{D}v},$$

adică ecuaţia cercului care nu trece prin origina coordonatelor.

Condiţie implicită: nici vectorii $\overline{A}$ şi $\overline{B}$ şi nici vectorii $\overline{C}$ şi $\overline{D}$ să nu aibă acelaşi argument.

Cercul cu centrul în origine: $\overline{K} = Ke^{j\alpha}$, în care α este argumentul variabil al vectorului, iar K este constant. Se mai poate pune sub forma $\overline{K} = K\frac{1 + jv}{\sqrt{1 + v^2}}$, în care variabila este $v = \operatorname{tg}\alpha$, sau sub forma $\overline{K} = K\frac{1 + jv'}{1 - jv'}$, adică sub forma generală:

$$\frac{\overline{A} + \overline{B}v'}{\overline{C} + \overline{D}v'},$$

unde

$$v' = \operatorname{tg}\frac{\alpha}{2}, \quad \overline{A} = K, \quad \overline{B} = jK, \quad \overline{C} = 1, \quad \overline{D} = -j.$$

Pentru *construirea cercului* (fig. 7) cunoscut prin ecuaţia sa

$$\overline{K} = \frac{\overline{A} + \overline{B}v}{\overline{C} + \overline{D}v},$$

se consideră trei valori particulare ale variabilei v şi anume:

$$v = 0; \; v = 1; \; v = \infty$$

şi se construeşte cercul trecând prin vârfurile vectorilor corespunzători:

$$\overline{K}_0 = \frac{\overline{A}}{\overline{C}}, \quad \overline{K}_1 = \frac{\overline{A} + \overline{B}}{\overline{C} + \overline{D}}, \quad \overline{K}_\infty = \frac{\overline{B}}{\overline{D}}.$$

Centrul cercului rezultă.

Alt mod de a determina centrul cercului este următorul: se construeşte vectorul $\overline{S} = \frac{\overline{C}}{\overline{D}}$ şi vectorul său conjugat $\overline{S}^* = \frac{\overline{C}^*}{\overline{D}^*}$. Centrul cercului este vârful vectorului:

$$\frac{\overline{A} - \overline{B}\,\overline{S}^*}{\overline{C} - \overline{D}\,\overline{S}^*}.$$

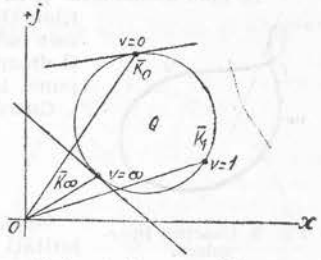


Fig. 7. Construirea cercului cunoscut prin ecuaţia sa.

In ce priveşte *tangenta la cerc*, într'un punct definit de o anumită valoare a variabilei v (fig. 7), unghiul tangentei cu axa reală este argumentul vectorului:

$$\overline{T} = \frac{\overline{B}\,\overline{C} - \overline{A}\,\overline{D}}{(\overline{C} + \overline{D}v)^2}.$$

Pentru $v = 0$ rezultă:

$$\overline{T}_0 = \frac{\overline{B}\,\overline{C} - \overline{A}\,\overline{D}}{\overline{C}^2},$$

iar pentru $v = \infty$ se demonstrează că unghiul tangentei cu axa reală este argumentul vectorului:

$$\overline{T}_\infty = \frac{\overline{B}\,\overline{C} - \overline{A}\,\overline{D}}{\overline{D}^2}.$$

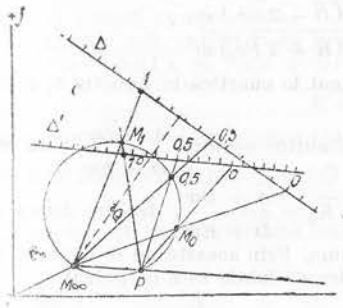


Fig. 8. Gradarea scării variabilei şi gradarea cercului.

Scara variabilei şi gradarea cercului (fig. 8). Orice dreaptă Δ perpendiculară pe diametrul $M_\infty Q$ este conjugată unei drepte inverse a cercului, centrul de inversiune fiind M_∞. Se unesc punctele M_∞ M_0 şi M_∞ M_1. Intersecţia acestor drepte cu dreapta Δ dă punctele corespunzătoare valorilor $v=0$ şi $v=1$ ale variabilei. Cunoscând diviziunile 0 şi 1 ale scării se gradează dreapta Δ în diviziuni echidistante. Dreapta care uneşte punctul M_∞ cu o diviziune oarecare a scării taie cercul într'un punct care, unit cu originea O, reprezintă vectorul $\overline{K}$, corespunzător valorii alese a variabilei.

Uneori convine să se facă construcţia nu cu M_∞, ci cu un punct oarecare P al cercului. Dreptele PM_0 şi PM_1 determină pe o dreaptă Δ' paralelă cu $M_\infty P$ diviziunile 0 şi 1 ale scării variabilei. Restul construcţiei, ca mai sus.

Determinarea cuplurilor şi puterilor. Dacă se cunosc două puncte pe cerc, pentru care puterea se anulează, distanţa dela orice punct al cercului la dreapta care uneşte aceste două puncte (numită şi dreapta puterilor), măsurată după o anumită direcţie (deobicei paralelă cu axa imaginarelor) şi la o anumită scară, reprezintă puterea corespunzătoare acelui punct de funcţionare.

In mod asemănător şi cu aceeaşi proprietate se poate trasa o dreaptă a cuplurilor. Dacă nu există decât o singură valoare a lui I, pentru care puterea sau cuplul sunt nule, coarda devine tangentă şi dreapta puterilor sau a cuplurilor este tangenta în acel punct la cerc.

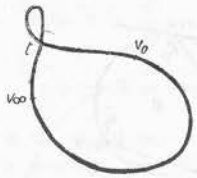


Fig. 9. Cuartica bicirculară.

Cuartica bicirculară (fig. 9) este curba de gradul 4:

$$\overline{K} = \frac{\overline{A} + \overline{B}v + \overline{C}v^2}{\overline{D} + \overline{E}v + \overline{F}v^2}.$$

După cerc, care reprezintă locul geometric al marii majorităţi a maşinilor electrice, cuartica bicirculară este a doua curbă care se întâlneşte în studiul maşinilor electrice. Punctul dublu t este punctul de intersecţie a trei cercuri, care pot fi exprimate în funcţie de coeficienţii $\overline{A}$, $\overline{B}$, $\overline{C}$, $\overline{D}$, $\overline{E}$, $\overline{F}$ ai cuarticei bicirculare, prin următoarele ecuaţii:

$\overline{K}_0 = \dfrac{\overline{A} + \overline{B}w_1}{\overline{D} + \overline{E}w_1}$, cerc tangent cuarticei în punctul v_0 şi trecând prin t, variabila fiind w_1;

$\overline{K}_\infty = \dfrac{\overline{B} + \overline{C}w_2}{\overline{E} + \overline{F}w_2}$, cerc tangent în punctul v_∞ şi trecând prin t, variabila fiind w_2;

$\overline{K}_{0\infty} = \dfrac{\overline{A} + \overline{C}w_3}{\overline{D} + \overline{F}w_3}$, cerc care taie cuartica în punctele v_0, v_∞ şi t, variabila fiind w_3.

Pentru un punct oarecare al cuarticei definit printr'o anumită valoare v_1 a variabilei v, vectorul:

$$\overline{K}_{v_1} = \frac{\overline{A} + \overline{B}v_1 + \overline{C}v_1^2 - (\overline{B} + 2\,\overline{C}v_1)\,w}{\overline{D} + \overline{E}v_1 + \overline{F}v_1^2 - (\overline{E} + 2\,\overline{F}v_1)\,w},$$

în care w este variabila, reprezintă cercul tangent la cuartică în punctul v_1 şi care deasemenea trece prin punctul dublu t.

Dacă în această ecuaţie se face $v_1 = 0$, se obţine ecuaţia $\dfrac{\overline{A} - \overline{B}w}{\overline{D} - \overline{E}w}$ care este o altă formă a ecuaţiei complexe a cercului $\overline{K}_0 = \dfrac{\overline{A} + \overline{B}w}{\overline{D} + \overline{E}w}$, de care diferă numai prin aceea că variabila a schimbat de semn. Prin aceasta nu se schimbă nici punctul $v = 0$, nici punctul dublu t, pentru care variabila este la patrat.

Dacă se face $v_1 = \infty$, se obţine un vector constant: $\dfrac{\overline{C}}{\overline{F}}$.

Acest vector constant nu este decât o formă limită de ecuaţie complexă a cercului $\overline{K}_\infty$, a cărui una din ecuaţiile complexe era $K_\infty = \dfrac{\overline{B} + \overline{C}w_2}{\overline{E} + \overline{F}w_2}$.

Cu ajutorul acestor cercuri se pot găsi oricâte puncte ale cuarticei bicirculare.

Melcul lui Pascal este un caz particular al cuarticei bicirculare care se întâlneşte la maşina sincronă cu poli aparenţi. Ecuaţia curbei este:

$$\overline{K}' = \frac{\overline{B} + \overline{C} + 2j\overline{C}v + (\overline{B} - \overline{C})\,v^2}{(1 - jv)^2}. \qquad (16.1)$$

Deobicei se întâlneşte ecuaţia melcului lui Pascal sub altă formă şi anume:

$$\overline{K} = \overline{A} + \overline{B}e^{j\theta} + \overline{C}e^{j2\theta}. \qquad (16.2)$$

Se demonstrează că vectorul reprezentat prin ecuaţia (16.2) este vectorul (16.1), deplasat cu vectorul fix $\overline{A}$, adică $\overline{K}' = \overline{K} - \overline{A}$.

Sub forma (16.2):

$$\overline{K}' = \overline{B}e^{j\theta} + \overline{C}e^{j2\theta},$$

melcul se poate construi foarte uşor prin construcţia geometrică cunoscută, aplicată alăturat (fig. 10) la punctele 1 şi 2.

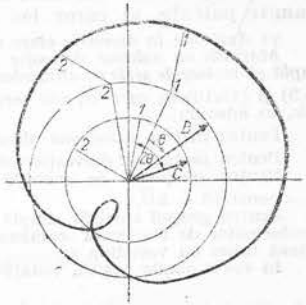


Fig. 10. Construcţia melcului lui Pascal.

Conicele. Se întâlnesc foarte rar ca loc geometric în funcţionarea maşinilor electrice.

Cităm elipsa şi parabola ca locuri geometrice ale centrelor familiei de cercuri care reprezintă locurile geometrice ale motorului trifazat cu colector derivaţie, când variază decalajul periilor, respectiv raportul k de transformare al transformatorului de legătură, şi parabola ca loc geometric al motorului cu colector monofazat cu repulsie compensat.

Ecuaţia generală a conicelor, (curbe de gradul 2), este:

$$\overline{K} = \frac{\overline{A} + \overline{B}v + \overline{C}v^2}{d + ev + fv^2} \quad \begin{cases} e^2 - 4\,df > 0 \text{ hiperbola;} \\ e^2 - 4\,df = 0 \text{ parabola;} \\ e^2 - 4\,df < 0 \text{ elipsa,} \end{cases}$$

d, e şi f fiind numere reale.

Dacă $C=0$, conica trece prin centru pentru $v = \infty$.

P a r a b o l a se pune deobicei sub forma:

$$\overline{K} = \overline{A}' + \overline{B}'v + \overline{C}'v^2,$$

expresie care se deduce uşor din cea de mai sus printr'o schimbare de variabilă; în adevăr, în acest caz $e^2 - 4\,df = 0$, deci numitorul are valoarea $f\left(v + \dfrac{e}{2f}\right)^2$ şi se poate lua ca nouă variabilă expresia $\dfrac{1}{v + \dfrac{e}{2f}}$, obţinându-se o ecuaţie de forma indicată.

E l i p s a se pune deobicei sub forma:

$$\overline{K} = \overline{M} + \overline{N}e^{-j\theta} + \overline{P}e^{j\theta},$$

iar h i p e r b o l a, sub forma:

$$\overline{K} = \overline{A}' + \overline{B}'v + \overline{C}^{-1}.$$

Centrul hiperbolei este vârful vectorului A', iar asimptotele sunt paralele cu vectorii $\overline{B}'$ şi $\overline{C}'$.

Cubica circulară. Este curba de gradul 3:

$$\overline{K} = \frac{\overline{A} + \overline{B}v + \overline{C}v^2}{\overline{D} + \overline{E}v}$$

($\overline{D}$ şi $\overline{E}$ nu au acelaşi argument).

Este o curbă interesantă, dar nu se întâlneşte la niciuna din maşinile uzuale. Există totuşi maşini din clasa motoarelor cu colector monofazate, concepute după anumite patente, al căror loc geometric este cubica circulară.

γ) *Aplicaţii la diversele clase de maşini electrice*

Maşinile cu colector derivaţie monofazate sau trifazate, grupurile asincrone în cascadă simplă şi motoarele serie cu alimentare indirectă. Ecuaţiile tuturor acestor maşini sunt ecuaţiile (15.9) şi (15.10) în care $\overline{U}_2$ este zero sau constant, sau funcţie liniară de variabila s. Se poate scrie, în adevăr:

Pentru maşina asincronă obişnuită, $\overline{U}_2 = 0$.

Pentru motoarele derivaţie monofazate sau trifazate cu colector $\overline{U}_2 = k\overline{U}_1 =$ constant.

Pentru grupurile în cascadă simplă, motor asincron-transformator de frecvenţă, $\overline{U}_2 =$ constant $= k\overline{U}_1$.

Pentru grupul cascadă simplă motor asincron-decalator de fază sau motor asincron transformator de frecvenţă compensat, şi pentru motoarele serie indirect alimentate, U_2 variază liniar cu variabila s.

In toate aceste cazuri, ecuaţiile maşinii, ecuaţiile (15.9) şi (15.10), sunt de forma:

$$\overline{I} = \frac{\overline{A} + \overline{B}s}{\overline{C} + \overline{D}s},$$

deci locul geometric este cercul.

In cele de mai sus nu s'a ţinut seamă de cuplajul electromagnetic al transformatorului de legătură. Acest cuplaj introduce, cum s'a văzut, un al treilea circuit şi o a treia necunoscută vectorială, $\overline{I}_3$, figura echivalentă fiind constituită din doi cuadripoli în T montaţi în opoziţie.

Dar locul geometric este, şi în acest caz, tot cercul, fiindcă a treia ecuaţie, aceea a circuitului primar al transformatorului de legătură nu conţine variabila s, ceeace înseamnă că atât determinantul numitorului, cât şi determinanţii numărătorului rămân tot de gradul 1 în s.

Maşina sincronă şi transformatorul. La toate aceste maşini se aplică ecuaţiile (15.11) şi (15.12) în care s este constant, iar variabila este $\overline{Z} = R + jX$. Atât timp cât Z este constant sau funcţie liniară de o variabilă v, adică $\overline{Z} = R_c v$ sau $\overline{Z} = \pm jX_c v$, unde R_c şi X_c sunt nişte rezistenţe şi reactanţe constante, sau $\overline{Z} = (R_c + jX_c) v$, adică funcţionare sub decalaj constant, locul geometric este tot cercul. Dacă variază şi R şi X, independent unul de altul, adică $R = R_c v'$ şi $X = X_c v''$, atunci nu mai există un loc geometric, căci vectorul $\overline{I}$ poate ocupa orice poziţie în plan.

Grupuri în cascadă complexe. Până astăzi, singurele montaje mai complicate în cascadă sunt cele în care $\overline{U}_2$ variază invers proporţional cu s. Din ecuaţiile (15.9) şi (15.10) rezultă că locul geometric este o curbă de gradul 4, cuartica bicirculară.

Observaţie finală. S'a arătat, în cele de mai sus, în ce constă metoda vectorilor exprimaţi în cantităţi complexe, atât în rezolvarea algebrică, cât şi în rezolvarea prin locurile geometrice exprimate în cantităţi complexe, şi s'a expus această metodă în toată generalitatea ei.

Fiindcă la toate maşinile electrice uzuale, atât pentru studiul maşinii, cât şi pentru proiectarea ei, metoda geometrică a compunerii vectorilor dă rezultate satisfăcătoare s'a considerat că în manualul de faţă este suficient a se aplica numai această metodă.

Dacă pentru unele maşini, în special pentru cele din clasa celor de curent alternativ cu colector, inginerul va avea nevoie să aplice metoda vectorilor exprimaţi în cantităţi complexe, el va găsi în capitolul de faţă elementele necesare pentru a putea aborda problema şi pe această cale.

B. Forţele electromotoare, forţele magnetomotoare şi cuplul în maşinile electrice

a) Generalităţi asupra forţei electromotoare de inducţie

17. Legea inducţiei electromagnetice. Forţa electromotoare indusă într'o spiră este egală cu variaţia în timp a fluxului cuprins de această spiră, adică:

$$e = -\frac{d\Phi}{dt}.$$

(A se vedea vol. I, cap. III, § 82.)

Ecuaţia generală a unui circuit electric este:

$$e_a - \frac{d\Phi}{dt} = R\,i$$

în care: i este curentul;

R — rezistenţa totală a circuitului;

e_a — forţa electromotoare aplicată din exterior;

Φ — fluxul de inducţie care străbate circuitul şi

t — timpul.

Fluxul magnetic Φ care străbate un circuit se determină prin integrare, în raport cu componenta inducţiei normală la suprafaţa limitată de circuitul electric.

De cele mai multe ori, circuitele sunt formate din bobine cu mai multe spire.

Fiecărei spire îi corespunde o forţă electromotoare indusă. Fluxul total al bobinei este suma fluxurilor spirelor, deci:

$$\Phi = \Phi_1 + \Phi_2 + \Phi_3 + \ldots = \sum_{n=1}^{n=w} \Phi_n,$$

în care Φ_n este fluxul care străbate o spiră, iar w — numărul spirelor. Deci forţa electromotoare indusă este:

$$e = -\sum_{n=1}^{n=w} \frac{d\Phi_n}{dt}.$$

Dacă fluxurile spirelor sunt egale ($\Phi_1 = \Phi_2 = \ldots = \Phi_n = \Phi$),

$$e = -w\frac{d\Phi}{dt}.$$

Acesta este, practic, cazul unei bobine montate în două crestături ale unei maşini electrice. Forţa electromotoare indusă se obţine direct în volţi, dacă fluxul este dat în weberi, iar timpul, în secunde (sistemul MKS).

In cazul când fluxul este dat în maxwelli (unitate CGSem), valoarea în volţi se obţine din relaţia:

$$e = -w\frac{d\Phi}{dt}\,10^{-8} \quad [\mathrm{V}].$$

Deoarece la studiul şi proiectarea maşinilor electrice se foloseşte mai frecvent fluxul măsurat în maxwelli, f.e.m. s'a exprimat în acest capitol pe baza relaţiei precedente.

18. **Forţa electromotoare indusă de un câmp variabil în spaţiu şi în timp.** Reprezintă cazul general, care se întâlneşte numai la unele maşini de curent alternativ. Faţă de un sistem de coordonate, într'un punct la distanţa x de origine, în cazul general, componenta normală a inducţiei B_x este funcţie de punctul considerat, deci de x, cum şi de timpul t:

$$B_x = f(x, t).$$

Considerând o spiră dreptunghiulară mobilă faţă de sistem, fluxul prin spiră are valoarea:

$$\Phi = l\int_{x_1}^{x_2} B_x \, dx = l\int_{x_1}^{x_1+s} f(x, t)\, dx = \varphi(x_1, t),$$

în care: x_1 şi x_2 sunt distanţele dela conductorii spirei la punctul ales ca origină; $s = x_2 - x_1$ este deschiderea constantă a bobinei; iar l este lungimea conductorilor spirei (fig. 11); s'a presupus că pe lungimea l câmpul B_x este constant.

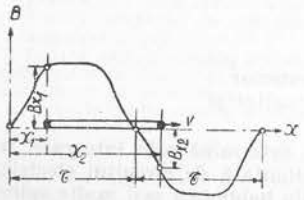


Fig. 11. Spiră în câmpul magnetic.

Fluxul Φ prin spiră fiind funcţie de spaţiu (x_1) şi de timp (t), se deduce:

$$d\Phi = \frac{\partial \Phi}{\partial x_1} dx_1 + \frac{\partial \Phi}{\partial t} dt$$

şi, în consecinţă, forţa electromotoare indusă în spiră are valoarea:

$$e = -\frac{d\Phi}{dt} = -\left[\frac{\partial \Phi}{\partial x_1}\frac{dx_1}{dt} + \frac{\partial \Phi}{\partial t}\right]. \qquad (18.1)$$

Ţinând seamă, că $\frac{dx_1}{dt} = v$ reprezintă viteza de deplasare a spirei faţă de originea axelor de coordonate, şi aplicând expresia fluxului dedusă mai sus, rezultă:

$$e = -\left[l\,v\,(B_{x_2} - B_{x_1}) + l\int_{x_1}^{x_2} \frac{\partial B_x}{\partial t}\, dx\right] 10^{-8} \quad [V]. \qquad (18.2)$$

In această relaţie e este dat în volţi, l în centimetri, v în centrimetri pe secundă, B în gauşi şi Φ în maxwelli.

Prima expresia din paranteză este forţa electromotoare de mişcare (rotaţie) în câmpul *considerat* constant în timp. A doua expresie din paranteză reprezintă forţa electromotoare datorită variaţiei în timp a fluxului, spira fiind *considerată* imobilă, adică forţa electromotoare statică (de transformare).

In felul acesta, conform relaţiei:

$$e = -\left(\frac{\partial \Phi}{\partial t} + \frac{\partial \Phi}{\partial x_1}\frac{dx_1}{dt}\right), \qquad (18.1)$$

variaţia fluxului prin spiră este împărţită în două variaţii mai simple: variaţia fluxului, datorită variaţiei în timp a câmpului magnetic, spira fiind considerată în repaus şi variaţia rezultând din mişcarea spirei, câmpul fiind considerat constant în timp.

In cazul transformatorilor, spira este imobilă faţă de sistemul de referinţă, $v = 0$, astfel încât forţa electromotoare totală este o forţă electromotoare statică:

$$e = -l\int_{x_1}^{x_2} \frac{\partial B_x}{\partial t}\, dx. \qquad (18.3)$$

La maşinile de curent continuu sistemul de axe de coordonate se consideră fix în raport cu polii, iar la maşinile cu câmp învârtitor, sistemul de coordonate este considerat fix faţă de câmpul învârtitor. In ambele cazuri, sistemul de coordonate este deci legat de câmp, iar câmpul B_x nu variază în timp (excepţie dela această regulă fac maşinile cu câmp învârtitor elipsoidal). In aceste condiţii, forţa electromotoare statică este nulă; deci forţa electromotoare totală este egală cu forţa electromotoare de rotaţie şi are expresia:

$$e = -l\,v\,(B_{x_2} - B_{x_1}). \qquad (18.4)$$

In cazul maşinilor de curent continuu, v este viteza conductorilor în spaţiu, iar în cazul maşinilor cu câmp învârtitor, v este viteza relativă între câmpul învârtitor şi conductorii statorici sau rotorici.

In cazul maşinilor electrice, o bobină este constituită dintr'un număr w de spire, montate în serie. Dacă bobina este aşezată în două crestături de dimensiuni neglijabile, forţa electromotoare indusă are valoarea:

$$e = -w\,v\,l\,(B_{x_2} - B_{x_1}), \qquad (18.5)$$

adică forţa electromotoare de rotaţie este proporţională cu diferenţa componentelor normale ale inducţiei, în punctele în care sunt situate laturile bobinei. In consecinţă, se poate vorbi de forţe electromotoare induse în laturile spirelor, cum şi de forţa electromotoare indusă într'un singur conductor, expresia acestei forţe electromotoare fiind:

$$e = -v\,l\,B_x. \qquad (18.6)$$

Rezultă deci că forţa electromotoare de rotaţie conduce la noţiunea de « forţă electromotoare într'un conductor », presupunând spira descompusă în două jumătăţi simetrice.

Deasemenea, dela această formă a forţei electromotoare derivă şi expresia plastică « a liniilor de forţă tăiate de un conductor ».

19. **Forţa electromotoare indusă de un câmp constant în timp.** Ţinând seamă de modul cum au fost alese axele de coordonate, acest caz îşi are aplicare la maşinile de curent continuu, la maşinile sincrone şi la maşinile asincrone cu câmp învârtitor.

α) *Bobine concentrate* (bobine plasate în două crestături). In toate cazurile precedente forţa electromotoare indusă într'o bobină plasată în două crestături poate fi calculată cu formula:

$$e = -wvl\,(B_{x_2} - B_{x_1})\, 10^{-8} \quad [V]. \qquad (19.1)$$

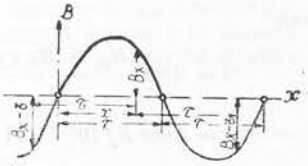


Fig. 12. Curba câmpului în întrefier la maşini construite simetric.

Crestăturile având dimensiuni reduse, se consideră că toţi conductorii dintr'o crestătură au aceeaşi forţă electromotoare în mărime şi fază (faza forţei electromotoare din conductorii situaţi în planul median al crestăturii). Acest lucru este just în măsura în care se consideră că, în mod practic, crestătura este lipsită de inducţie.

In toate maşinile construite simetric (se va presupune totdeauna că acesta este cazul) se poate scrie:

$$B_{x+\tau} = -B_x = B_{x-\tau}, \qquad (19.2)$$

în care τ este pasul polar al câmpului inductor B_x (fig. 12).

De aici rezultă:

$$e = 2\,wlv\,\frac{B_{x_1} + B_{x_2-\tau}}{2}\,10^{-8}\ [\mathrm{V}], \tag{19.3}$$

în cazul când $x_2 - x_1 \gtrless \tau$ (bobinaj cu pas scurtat sau cu pas lungit) şi

$$e = 2\,wlv\,B_x\,10^{-8}\ [\mathrm{V}], \tag{19.4}$$

în cazul când $x_2 - x_1 = \tau$ (bobinaj cu pas diametral).

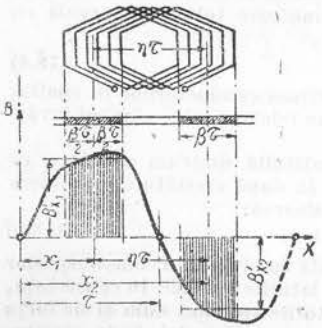


Fig. 13. Bobinaj uniform repartizat.

β) *Bobinaj uniform repartizat.* In cazul când cele w spire nu sunt asociate într'o singură bobină plasată în două crestături, ci sunt uniform repartizate pe periferia unei zone $b = \beta\tau$ (fig. 13), distanţa Δx dintre conductori fiind neglijabilă faţă de lungimea pasului polar τ, pe baza relaţiei (18.4) se va putea scrie:

$$e = -\,l\,v\,(\Sigma\,B_{x_2} - \Sigma\,B_{x_1}).$$

Dacă această relaţie se înmulţeşte cu $w\Delta x = \beta\tau$ şi se împarte cu $\beta\tau$, se deduce:

$$e = -\frac{w}{\beta\tau}\,lv\,(\Sigma\,B_{x_2}\Delta x - \Sigma\,B_{x_1}\Delta x).$$

Pentru valori mari ale lui w, se obţine:

$$e = -\,wlv\left[\frac{1}{\beta\tau}\int_{x_2-\frac{\beta\tau}{2}}^{x_2+\frac{\beta\tau}{2}} B_{x_2}\,dx - \frac{1}{\beta\tau}\int_{x_1-\frac{\beta\tau}{2}}^{x_1+\frac{\beta\tau}{2}} B_{x_1}\,dx\right]. \tag{19.5}$$

Notând cu B'_x, B'_{x_1} şi B'_{x_2} valorile medii ale inducţiei B dealungul zonei $\beta\,\tau$, relaţia (19.5) devine:

$$e = -\,wlv\,(B'_{x_2} - B'_{x_1})\,10^{-8}\ [\mathrm{V}], \tag{19.6}$$

sau

$$e = 2\,wlv\,\frac{B'_{x_1} + B'_{x_2-\tau}}{2}\,10^{-8}\ [\mathrm{V}]\ \text{(bobinaj cu pas scurtat)}; \tag{19.7 a}$$

$$e = 2\,wlv\,B'_x\,10^{-8}\ [\mathrm{V}]\ \text{(bobinaj cu pas diametral)}. \tag{19.7 b}$$

γ) *Factorul de pas scurtat.* In cazul când curba de repartizare a inducţiei B_x în întrefier nu este sinusoidală, curba respectivă poate fi descompusă în armonice, după o serie Fourier, conform relaţiei:

$$B_x = \sum_{\nu=1}^{\nu=\infty}\left(B'_\nu \sin\nu\frac{x}{\tau}\pi + B''_\nu \cos\nu\frac{x}{\tau}\pi\right).$$

Deoarece se presupune că maşina este construită simetric, armonicele câmpului B_x au ordin impar ($\nu = 2k + 1$)

Aplicând relaţia (19.2), relaţia (19.1) devine:

$$e = -\,wvl\,(B_{x_2} + B_{x_1-\tau}) =$$

$$= -\,2\,wvl\sum_{\nu=1}^{\nu=\infty}\left[B'_\nu \sin\nu\frac{x_1+x_2-\tau}{2\tau}\pi + B''_\nu \cos\nu\frac{x_1+x_2-\tau}{2\tau}\pi\right]\cos\nu\frac{x_2-x_1+\tau}{2\tau}\pi. \tag{19.8}$$

Folosind notaţiile: $x_2 - x_1 = s = \eta\tau$ = deschiderea bobinei şi $\frac{x_1+x_2}{2} - \frac{\tau}{2} = x_0 =$ = distanţa dela origină la primul conductor al unei spire cu acelaşi plan median ca şi spira considerată, dar cu deschiderea $s = \tau$ şi, ţinând seamă că, pentru $\nu = 2k + 1$, se poate scrie:

$$\cos\nu\frac{x_2-x_1+\tau}{2\tau}\pi = \cos\left(\nu\frac{\pi}{2} + \nu\frac{s}{\tau}\frac{\pi}{2}\right) = \mp\sin\nu\frac{s}{\tau}\frac{\pi}{2} = -\sin\nu\frac{\pi}{2}\sin\nu\frac{s}{\tau}\frac{\pi}{2},$$

relaţia (19.8) devine:

$$e = 2\,wvl\sum_{\nu=1}^{\nu=\infty}\left(B'_\nu \sin\nu\frac{x_0}{\tau}\pi + B''_\nu \cos\nu\frac{x_0}{\tau}\pi\right)\sin\nu\frac{\pi}{2}\sin\nu\frac{s}{\tau}\frac{\pi}{2}. \tag{19.9}$$

Dacă spira nu ar avea pas scurtat ($s = \tau$) armonica ν ar avea valoarea:

$$e_\nu = 2wvl\left(B'_\nu \sin\nu\frac{x_0}{\tau}\pi + B''_\nu \cos\frac{x_0}{\tau}\pi\right).$$

Datorită pasului scurtat, ordonatele tuturor armonicelor sunt micşorate prin înmulţire cu factorul:

$$\xi_{s\nu} = \sin\nu\frac{\pi}{2}\sin\nu\frac{s}{\tau}\frac{\pi}{2}, \tag{19.10}$$

care se numeşte factor de pas scurtat al armonicei ν. Pentru o bobină cu pas diametral ($s = \tau$), factorul de pas scurtat este $\xi_{s\nu} = 1$ pentru toate armonicele. Forţa electromotoare indusă într'un astfel de bobinaj are aceeaşi formă ca şi inducţia la periferia indusului. Factorul de pas scurtat pentru armonicele superioare este, în general, mai mic decât pentru termenul fundamental. Deaceea, faţă de curba inducţiei, care poate avea abateri mari dela forma sinusoidală, forţa electromotoare a unui bobinaj cu pas scurtat se apropie mai mult de forma sinusoidală. Deschiderea s a bobinei poate fi astfel aleasă încât o anumită armonică să dispară din curba forţei electromotoare. Pentru aceasta trebue să fie satisfăcută relaţia:

$$\sin\nu\frac{s}{\tau}\frac{\pi}{2} = 0 \quad \text{deci} \quad \nu\frac{s}{\tau}\frac{\pi}{2} = g\pi,$$

în care g este un număr întreg. In consecinţă, $s = g\frac{2\tau}{\nu}$. In general, la înfăşurări monofazate se urmăreşte eliminarea armonicei a treia.

La înfăşurările trifazate se urmăreşte eliminarea armonicelor de ordin 5 sau 7, deoarece armonica de ordin 3 nu apare pe linie.

In practică, pentru anularea armonicelor de ordin 5 sau 7, se scurtează pasul cu $\frac{1}{5}\tau$, respectiv $\frac{1}{7}\tau$. Scuturând pasul cu $\frac{1}{6}\tau$ armonicele 5 şi 7 se micşorează simultan cu aproximativ 75% din valoarea lor iniţială.

b) Forţa electromotoare într'un bobinaj de curent continuu

20. **Forţa electromotoare la perii.** La maşinile de curent continuu se poate considera că forţa electromotoare obţinută la perii este indusă într'un bobinaj care începe la o perie şi se sfârşeşte la altă perie. Bobinajul are în câmp viteza:

$$v = 2\,p\,\tau\,\frac{n}{60},$$

în care n = numărul de rotaţii pe minut.

Din cauza poziţiei fixe a periilor şi din cauza simetriei bobinajului, între cele două perii numărul de spire în serie şi poziţia lor sunt invariabile. Forţa electromotoare obţinută este deci constantă, dacă bobinajul are un număr mare de lamele de colector.

Pentru toate maşinile de construcţie normală (fig. 14) sunt valabile următoarele reguli constructive:

— bobina formată din totalitatea spirelor în serie între două perii acoperă, cu fiecare dintre laturile sale, o zonă b egală cu pasul polar τ (v. şi fig. 13, pentru $\beta = 1$);

— periile sunt plasate aproximativ sub mijlocul pieselor polare principale;

$$x' = \frac{\tau}{2}, \quad x_2' = \frac{3\tau}{2}.$$

In consecinţă, deschiderea spirelor fiind $s = \eta\,\tau$, primul conductor de ducere al zonei b se găseşte la distanţa:

$$x' - \frac{s}{2} = \tau\,\frac{1-\eta}{2}$$

de axa neutră, iar ultimul conductor de ducere, la distanţa:

$$x_2' - \frac{s}{2} = \tau\,\frac{3-\eta}{2}$$

faţă de această axă.

Pentru latura bobinajului cu conductori de întoarcere, primul conductor de întoarcere este situat la distanţa $x_1' + \frac{s}{2} = \tau\,\frac{1+\eta}{2}$ de axa neutră, iar ultimul conductor de întoarcere la distanţa $x_2' + \frac{s}{2} = \tau\,\frac{3+\eta}{2}$.

In formula (19.5) a forţei electromotoare, scrisă sub forma:

$$E = wv\,\frac{1}{\tau}\left[l\int_{\tau\frac{1-\eta}{2}}^{\tau\frac{3-\eta}{2}} B_x\,dx - l\int_{\tau\frac{1+\eta}{2}}^{\tau\frac{3+\eta}{2}} B_x\,dx\right], \tag{20.1}$$

expresia din paranteză:

$$l\int_{\tau\frac{1-\eta}{2}}^{\tau\frac{3-\eta}{2}} B_x\,dx - l\int_{\tau\frac{1+\eta}{2}}^{\tau\frac{3+\eta}{2}} B_x\,dx = 2\Phi_\eta \tag{20.2}$$

reprezintă fluxul care străbate bobinajul considerat şi care corespunde suprafeţei totale simplu haşurate din fig. 14 (prin diferenţă, suprafeţele dublu haşurate se elimină).

Dacă N este numărul total de conductori, atunci numărul w de spire în serie într'o cale de curent este $w = \frac{N}{2\cdot 2a}$ deci relaţia (20.1) devine:

$$E = \frac{N}{a}\,\frac{pn}{60}\,\Phi_\eta\,10^{-8}\,[\mathrm{V}]. \tag{20.3}$$

In cazul bobinajelor cu pas scurtat, $\Phi_\eta < \Phi$ (Φ = fluxul unui pol al maşinii). In cazul bobinajelor cu pas diametral, $\Phi_\eta = \Phi$.

Bobinajele cu pas scurtat sunt favorabile din punct de vedere al scurtării capetelor de bobină şi al comutaţiei, deoarece secţiile care comutează simultan se găsesc în crestături diferite deci influenţa inducţiei mutuale se micşorează.

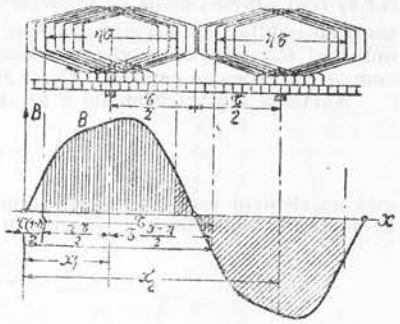


Fig. 14. Curba câmpului şi bobinajul maşinilor de curent continuu.

Bobinajele cu pas diametral sunt favorabile din punct de vedere al folosirii integrale a fluxului magnetic şi al execuţiei polilor auxiliari, care pot fi mai subţiri.

In acest ultim caz:

$$E = \frac{N}{a}\,\frac{pn}{60}\,\Phi\,10^{-8}\,[\mathrm{V}], \quad \text{la un bobinaj buclat sau ondulat cu un număr oarecare de poli şi căi în paralel;} \tag{20.3}$$

$$E = \frac{Nn}{60}\,\Phi\,10^{-8}\,[\mathrm{V}], \quad \text{la un bobinaj buclat, simplu } (a=p); \tag{20.4 a}$$

$$E = N\,\frac{pn}{60}\,10^{-8}\,[\mathrm{V}], \quad \text{la un bobinaj ondulat, simplu (serie, } a=1) \tag{20.4 b}$$

21. **Tensiunea între lamelele colectorului.** Valoarea forţei electromotoare induse într'o bobină, rezultând din relaţiile (19.6) şi (19.7), are, pentru maşina de curent continuu (ca şi pentru oricare altă maşină cu colector), o importanţă deosebită, deoarece ea determină tensiunea alternativă care se produce între capetele bobinei, capete legate la două lamele ale colectorului. Din această cauză, tensiunea de mai sus nu poate avea o valoare oricât de mare.

Dacă tensiunea între două lamele învecinate depăşeşte anumite limite, deobicei 30—40 V, se poate foarte uşor amorsa un arc electric, care se propagă din lamelă în lamelă, dând naştere aşa numitului cerc de foc, care poate uşor deteriora, atât colectorul cât şi dispozitivul periilor.

Pentru cazul obişnuit, acela al bobinajului cu pas diametral ($\eta = 1$), tensiunea între două lamele, pentru o bobină cu w spire, definită prin poziţia x, este:

$$\varepsilon_x = \frac{p}{a}\,2\,wlv\,B_x\,10^{-8}\,[\mathrm{V}], \quad \text{pentru bobinajul buclat sau ondulat multiplu cu } a \text{ perechi de căi de curent în paralel} \tag{21.1}$$

$$\varepsilon_x = 2\,wlv\,B_x\,10^{-8}\,[\mathrm{V}], \quad \text{pentru bobinajul buclat simplu [relaţia (19.4)]} \tag{21.2 a}$$

$$\varepsilon_x = p\,2\,wlv\,B_x\,10^{-8}\,[\mathrm{V}], \quad \text{pentru bobinajul ondulat simplu (serie)} \tag{21.2 b}$$

In cazul unui bobinaj cu pas scurtat sau lungit $\eta \gtrless 1$, conform relaţiei (19.3) în expresia de mai sus B_x va trebui înlocuit cu:

$$\frac{B_{x_1} + B_{x_2} - \tau}{2}.$$

Valoarea maximă a acestor tensiuni, ε_M, care, în conformitate cu relaţia (21.1) sunt proporţionale cu inducţia maximă în intrefier, B_M, prezintă o importanţă deosebită. Din această cauză se impun anumite condiţii pentru forma curbei inducţiei $B_x = f(x)$ cu privire la valoarea întrefierului şi a unghiului polilor, etc., cum se va vedea în capitolul IX. « *Maşini de curent continuu* ».

Valoarea algebrică medie a acestor tensiuni:

$$\varepsilon_m = \frac{1}{\tau}\int_0^{\tau} \varepsilon_x \, dx \quad \text{(fig. 15 şi 16)}, \tag{21.3}$$

este un element care intervine în dimensionarea maşinii, deoarece numărul minim de lamele la colector $k_{\min}$ rezultă din relaţia:

$$k_{\min} \geqslant \frac{2\,p\,E}{\varepsilon_m} = \frac{2p}{\varepsilon_M}\,\frac{B_M}{B_m}\,E, \tag{21.4}$$

unde B_m este valoarea medie a inducţiei.

Trasând curba de variaţie a tensiunii între lamele se dispune de un mijloc simplu pentru a obţine forma curbei câmpului de inducţie. In acest scop se leagă cele două capete ale unei spire sau bobine la două inele colectoare şi se măsoară (preferabil oscilografic) tensiunea alternativă. Dacă $\eta \gtrless 1$ (bobinaj cu pas scurtat sau lungit), prin această metodă nu se va obţine inducţia B_x, ci valoarea expresiei:

$$\frac{B_{x_1} + B_{x_1} - \tau}{2},$$

adică o curbă oarecum deformată. Dacă însă se măsoară tensiunea unui singur conductor între o lamelă şi capătul opus al conductorului se va obţine totdeauna, în mod exact, valoarea B_x.

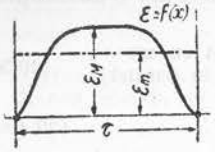


Fig. 15. Valoarea medie a tensiunii între lamelele colectorului.

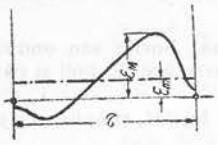


Fig. 16. Valoarea medie a tensiunii între lamelele colectorului.

22. Poligonul tensiunilor

α) *Alcătuirea şi scopul poligonului tensiunilor.* Pentru a putea studia mai uşor anumite chestiuni privitoare la bobinajul unei maşini, de exemplu condiţiile de simetrie ale bobinajului, poziţia legăturilor echipotenţiale, etc., este mai simplu, în unele cazuri, să se folosească o reprezentare în coordonate polare decât în coordonate cartesiene. Pentru simplificare se poate considera că curba câmpului de inducţie are forma sinusoidală $B_x = B \sin \pi \frac{x}{\tau}$.

In acest caz, curba forţei electromotoare a unei spire sau a unei bobine are şi ea forma sinusoidală $e_x = e \sin \pi \frac{x}{\tau}$.

Ordonata e_x a curbei într'un punct oarecare x, poate fi considerată ca proiecţia unei raze cu amplitudinea e, proiecţia fiind făcută pe o axă Δ. Axa Δ este normală pe o altă axă δ, cu care raza considerată face unghiul $\varphi = \pi \frac{x}{\tau}$ (fig. 17). In cazul

cel mai simplu, al unui bobinaj în inel bipolar având k spire şi k lamele la colector, se va obţine un număr k de astfel de raze, formând între ele un unghi $\alpha = \frac{2\pi}{k}$.

Dacă se însumează geometric razele acestei « stele a tensiunilor » (fig. 18) va rezulta un « poligon al tensiunilor », care, în cazul unui bobinaj simetric, este un poligon închis. Acest poligon, care se mai numeşte şi diagrama tensiunilor, este un poligon regulat, în cazul când toate bobinele sunt identice. Condiţia aceasta este îndeplinită la bobinajele în inel, iar la bobinajele în tobă numai în cazul când toate bobinele au aceeaşi deschidere. Notând cu η_q deschiderea bobinei

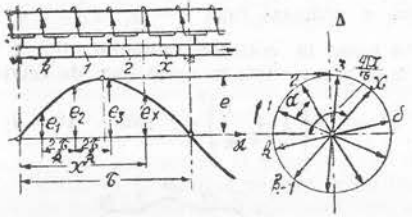


Fig. 17. Reprezentarea tensiunilor alternative sinusoidale din spire, prin steaua tensiunilor.

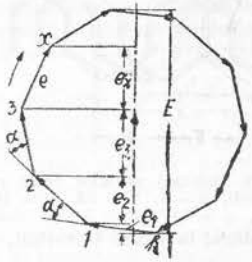


Fig. 18. Poligonul tensiunilor.

în număr de crestături, cu u numărul de mănunchiuri (laturi de bobină) aşezate într'o crestătură pe etaj de bobinaj, cu Q numărul total de crestături al bobinajului şi cu y_1 deschiderea bobinei în mănunchiuri de bobinaj, condiţia de mai sus este echivalentă cu condiţia ca deschiderea η_q să fie aceeaşi pentru toate bobinele. Ea este satisfăcută în cazul când $u = 1$ $(Q = k)$ sau în cazul când $u > 1$, dacă $\frac{y_1}{u}$ = număr întreg. In cazul când $\frac{y_1}{u}$ este un număr fracţionar (bobinaj în trepte), bobinele vor avea deschideri care vor diferi între ele cu o crestătură (η_q şi $\eta_q + 1$), după o regulă bine stabilită. In acest caz, razele stelei tensiunilor nu sunt egale între ele, astfel încât poligonul tensiunilor nu mai este un poligon regulat.

Din cele expuse mai sus rezultă că poligonul tensiunilor este mereu bipolar, deoarece, după ce se parcurg k/a bobine, tensiunea rezultantă în acest circuit serie este zero; cu alte cuvinte, prin k/a laturi ale poligonului tensiunilor se realizează o parcurgere complectă. Un bobinaj cu a perechi de căi de curent în paralel şi cu un anumit număr de poli va da deci « a » parcurgeri, iar un bobinaj de t ori închis, t parcurgeri închise separate. Deoarece laturile poligonului sunt egale cu amplitudinea tensiunilor, respectiv cu diferenţa de potenţial dintre două lamele de colector, înseamnă că vârfurile poligonului reprezintă şi potenţialele lamelelor de colector, astfel încât se poate determina orice diferenţă de potenţial între două lamele oarecare, ducând în poligon, coarda de unire respectivă. Pentru maşinile electrice cu colector, de construcţie obişnuită, care au indusul mobil şi periile fixe, este mai simplu să se considere că axa timpului este fixă, iar poligonul tensiunilor se roteşte. In acest caz, proiecţia laturilor, respectiv a coardelor, pe axa timpului, reprezintă valoarea momentană a tensiunilor alternative respective, iar suma acestor proiecţii reprezintă tensiunea continuă E, care există în momentul respectiv între perii. Din figură rezultă că această tensiune nu este constantă, ci variază între două valori, valoarea maximă fiind egală cu diametrul cercului circumscris poligonului, iar valoarea minimă, cu diametrul cercului înscris poligonului. Pentru numerele uzuale de lamele şi de crestături cu care se fabrică maşinile

electrice de curent continuu, aceste variaţii sunt foarte puţin simţite. Afară de aceasta, variaţiile de tensiune sunt micşorate, atât de rezistenţa de trecere a curentului prin perii, cât şi de efectul spirelor scurtcircuitate de perii. Aceste variaţii de tensiune pot fi tot atât de bine neglijate, ca şi abaterile câmpului de inducţie dela forma sinusoidală. Numerotarea razelor stelei şi, în consecinţă, stabilirea ordinei de însumare a forţelor electromotoare din spire este determinată de tipul bobinajului. In cazul unui bobinaj buclat, cu ordinul m de multiplicitate ca şi la bobinajul în inel, raza $x + m$ urmează după raza x, deoarece pasul la colector este $y = m$; unghiul dintre razele x şi $x + m$ este $\alpha = \frac{2\pi}{k} a$ în care $a = mp$. In cazul unui bobinaj ondulat, după raza x urmează raza $x + y$, în care $y = \frac{k \pm 1}{p}$ este pasul la colector; unghiul dintre razele x şi $x + y$ este dat, în acest caz, de relaţia:

$$\alpha' = 2\pi\left(1 \pm \frac{1}{k}\right), \quad \text{sau} \quad \alpha' = \pm\frac{2\pi}{k}.$$

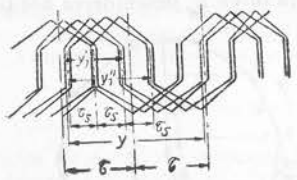


Fig. 19. Bobinaj ondulat serie cu şase poli, $p = 3$, $k = 32$, $Q = 16$, $u = 2$, $y = 11$, $y_1' = 5$, $y_1'' = 6$, bobinaj în trepte încrucişat.

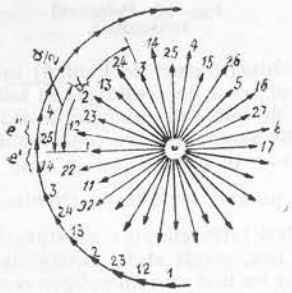


Fig. 20. Steaua tensiunilor şi poligonul tensiunilor pentru bobinajul din fig. 19; $e'' = 1{,}06\, e'$, $\alpha = \frac{3}{8}\pi$.

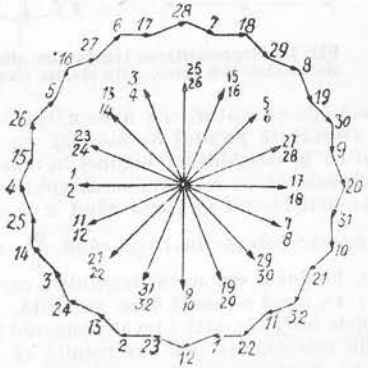


Fig. 21. Steaua tensiunilor şi poligonul tensiunilor unui bobinaj fără trepte, încrucişat; $p=3$, $k=32$, $a=11$, $Q = 16$, $u = 2$, $y_1' = 6$, $y_2' = 5$, $y = 11$.

In fig. 20 sunt reprezentate poligonul şi steaua tensiunilor unui bobinaj ondulat simplu (serie) având $k = 32$, $Q = 16$, $u = 2$, $y = 11$, $y' = 5$, $y_1'' = 6$ (v. fig. 19, bobinaj în trepte, încrucişat).

Pentru acelaşi bobinaj, însă executat nu în trepte, adică $y' = 6$ şi $y_1'' = 5$, va rezulta o stea a tensiunilor având numărul razelor pe jumătate, deoarece câte două spire aparţinând unei aceleiaşi crestături vor avea aceeaşi tensiune în mărime şi în fază. Poligonul va fi însă zimţat într'un mod nefavorabil, conform fig. 21, iar variaţiile forţei electromotoare vor fi mai importante.

β) *Condiţii de simetrie şi legături echipotenţiale.* La bobinajele închise o singură dată având un număr de perechi de căi de curent $a > 1$, diferitele parcurgeri ale poligonului de tensiuni vor coincide, dacă p/a şi k/a sunt numere întregi; vârfurile care coincid reprezintă punctele pe colector (lamelele) cu acelaşi

potenţial, pe cele a căi de curent. Aceste puncte pot fi unite, prin legături numite echipotenţiale. O parte din aceste legături sunt indispensabile, pentrucă prin ele se vor scurge mai uşor curenţii, care provin din eventuale disimetrii datorite execuţiei, ca: fluxuri inegale pe pol, rezistenţe inegale, presiuni inegale ale periilor pe colector. Aceşti curenţi ar trebui altfel să se scurgă prin perii şi prin legăturile dintre perii, provocând scântei şi încălziri suplimentare. Intre două puncte consecutive de legături echipotenţiale vor exista mereu k/a spire.

La bobinajele care se închid de t ori, vârfurile celor t poligoane separate nu coincid, în general, iar lamelele de colector ale celor t bobinaje nu mai pot fi legate între ele, neavând acelaşi potenţial.

Pentru cazul $t = 2$, se pot găsi puncte de acelaşi potenţial descompunând tensiunea din spiră în cele două tensiuni aproape egale ale conductorilor componenţi. Aceste tensiuni nu sunt riguros egale, în special când valorile inducţiei în dinţi sunt mari, deoarece, în acest caz, tensiunea conductorului superior este puţin mai mare decât aceea a conductorului inferior.

Poligonul tensiunilor constitue o complectare preţioasă a metodei analitice, deoarece reprezentarea geometrică, prin claritatea ei, uşurează mult înţelegerea raporturilor de simetrie ale unui bobinaj simplu sau multiplu închis. In acest fel este uşor de determinat curentul de egalizare, în eventualele cazuri de disimetrie între două puncte neechipotenţiale şi se pot trage concluzii asupra calităţilor unui bobinaj, examinând forma şi poziţia relativă a diferitelor parcursuri.

γ) *Tensiunea alternativă pe fază la un indus de curent continuu cu inele.* Dacă se leagă anumite puncte ale bobinajului unei maşini de curent continuu, de exemplu unele dintre lamelele de colector, la nişte inele colectoare, între acestea se va obţine o tensiune alternativă, care va corespunde coardei care uneşte vârfurile corespunzătoare din poligonul tensiunilor. Dat fiind numărul mare de crestături sau de lamele cu care sunt prevăzute maşinile electrice de construcţie modernă, poligonul tensiunilor poate fi înlocuit cu cercul circumscris, fără ca prin aceasta să se facă o eroare importantă. In consecinţă, dintr'un bobinaj de curent continuu se poate furniza şi curent alternativ cu un număr oarecare de faze; cu alte cuvinte, maşina de curent continuu poate fi folosită ca generator dublu, care să producă, în acelaşi timp, atât curent continuu, cât şi curent alternativ. Deasemenea, mai poate fi folosită drept convertizor rotativ, care să transforme, în acelaşi bobinaj, curentul alternativ, în curent continuu, sau invers.

Dacă se înlocueşte poligonul tensiunilor printr'un cerc, amplitudinea e_M a tensiunii unui sistem simetric cu m faze este egală cu latura poligonului regulat cu m laturi înscrise în cerc (fig. 22). Datele indicate în tabela alăturată corespund celor mai folosite sisteme polifazate, E fiind tensiunea la periile colectorului.

Numărul de faze, m	e_M/E	$\frac{e_M}{\sqrt{2}}/E$
1	1	0,707
3	0,867	0,612
6	0,5	0,354
12	0,259	0,183

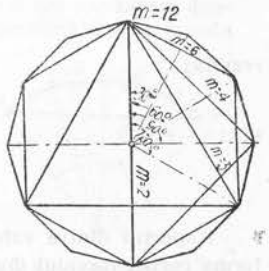


Fig. 22. Tensiunea alternativă obţinută la două inele.

c) Forţa electromotoare într'un bobinaj de curent alternativ

23. **Generalităţi.** Bobinajul unei maşini electrice de curent alternativ se compune, în general, din mai multe bobine, care au deschideri diferite şi ale căror plane mediane sunt deplasate între ele pe periferia indusului, astfel încât, în

bobinele bobinajului, forţele electromotoare induse sunt diferite ca mărime şi fază.

Totuşi, la cele mai multe bobinaje, forţele electromotoare ale diferitelor bobine au fie aceeaşi fază, fie aceeaşi mărime.

Aceasta se obţine prin condiţiile de execuţie tehnică a bobinajelor. Cazurile cele mai simple sunt: bobinele unei grupe au aceeaşi axă, sau bobinele au aceeaşi deschidere.

Dacă poziţia şi sensul laturilor bobinelor sunt date, succesiunea în care pot fi legaţi conductorii nu are nicio influenţă asupra forţelor electromotoare induse şi nici asupra sumei lor, astfel că este acelaşi lucru dacă bobinajul se realizează cu bobine de deschidere egală sau diferită.

24. Valoarea medie, valoarea eficace a forţei electromotoare, factorul de formă. Expresia generală a forţei electromotoare este:

$$e = -w\frac{d\Phi}{dt}.$$

Fluxul variază periodic între două valori maxime egale şi de semn contrar, $+\Phi$ şi $-\Phi$, care se succed la intervale de o jumătate de perioadă $\frac{T}{2}$.

Pentru valorile maxime ale fluxului, forţa electromotoare este nulă.

Valoarea medie a forţelor electromotoare induse pe durata unei jumătăţi de perioadă, nu depinde de valorile intermediare ale fluxului, ci numai de valorile dela începutul şi dela sfârşitul jumătăţii de perioadă considerate.

Dacă se consideră ca început al jumătăţii de perioadă timpul t_1, când fluxul este maxim (Φ), iar ca sfârşit, timpul t_2, când fluxul este minim ($-\Phi$), valoarea medie a forţei electromotoare este dată de relaţia:

$$E_m = \frac{1}{t_2 - t_1}\int_{t_1}^{t_2} e\,dt = -w\frac{2}{T}\int_{\Phi}^{-\Phi} d\Phi = \frac{4}{T}w\Phi, \tag{24.1}$$

Deoarece:

$$\frac{1}{T} = f = \frac{np}{60},$$

rezultă:

$$E_m = 4wf\Phi,$$

sau:

$$E_m = 4w\frac{np}{60}\Phi.$$

Raportul dintre valoarea medie E_m şi valoarea eficace E depinde însă de forma curbei fluxului $\Phi = f(t)$ sau de a curbei $e = f(t)$. Acest raport se numeşte factor de formă şi se notează cu:

$$\xi_f = \frac{E}{E_m}. \tag{24.2}$$

Valoarea eficace este deci:

$$E = \xi_f E_m = 4w\xi_f f\Phi 10^{-8} \text{ [V]}. \tag{24.3}$$

In cazul unei variaţii sinusoidale a fluxului, factorul de formă are valoarea:

$$\xi_f = \frac{\pi}{2\sqrt{2}} = 1{,}11$$

şi deci:

$$E = 4{,}44\,wf\Phi\,10^{-8} \text{ [V]}. \tag{24.4}$$

In cazul repartizării nesinusoidale a fluxului, forţa electromotoare fiind şi ea nesinusoidală, valoarea armonicei de ordinul ν va fi:

$$E_\nu = 4{,}44\,wf_\nu\Phi_\nu\,10^{-8} \text{ [V]}, \tag{24.5}$$

unde:

$$f_\nu = \nu f, \tag{24.6}$$

iar Φ_ν reprezintă armonica de ordinul ν din curba fluxului.

Dacă bobinajul este cu pas scurtat:

$$E_\nu = 4{,}44\,w\xi_{s\nu} f_\nu\Phi_\nu\,10^{-8} \text{ [V]}. \tag{24.7}$$

25. Forţa electromotoare într'un bobinaj repartizat. Factor de repartizare. Dacă cele w spire sunt repartizate în q crestături, valoarea eficace a armonicei de ordinul ν a forţei electromotoare este:

$$E_\nu = 4{,}44\,w\xi_{s\nu}\xi_{r\nu} f_\nu\Phi_\nu\,10^{-8} \text{ [V]}, \tag{25.1}$$

unde $\xi_{r\nu}$ este un factor care ţine seamă de repartizarea spirelor în crestături, a cărui valoare depinde de numărul şi de poziţia crestăturilor, numit factor de repartizare.

Deoarece forţele electromotoare E_q induse în conductorii din crestături diferite nu sunt în fază, forţa electromotoare rezultantă E, reprezentată prin coarda AF (fig. 23), este mai mică decât suma aritmetică qE_q a forţelor electromotoare induse în aceşti conductori, suma qE_q fiind reprezentată prin lungimea conturului poligonal $ABCDF$, delimitat de coarda AF. Factorul de repartizare este raportul dintre coarda AF (E) şi lungimea conturului poligonal $ABCDF$ (qE_q) şi, în consecinţă, este dat de expresia:

$$\xi_{r\nu} = \frac{\sin\nu\frac{q\alpha}{2}}{q\sin\nu\frac{\alpha}{2}}. \tag{25.2}$$

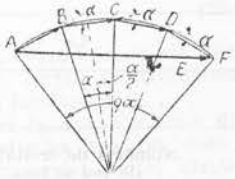


Fig. 23. Compunerea tensiunilor şi tensiunea rezultantă la un bobinaj uniform repartizat în crestături.

Când bobinajul este repartizat în multe crestături, unghiul α este foarte mic şi factorul de repartizare $\xi_{r\nu}$ este egal cu raportul dintre coarda cercului către arcul respectiv.

Factorul de bobinaj $\xi_\nu = \xi_{s\nu}\xi_{r\nu}$ este produsul dintre factorul de pas scurtat şi factorul de repartizare.

Pentru un bobinaj uniform având Q crestături pe pol şi q crestături pe pol şi fază, $\alpha = \pi/Q$, deci:

$$\xi_{r\nu} = \frac{\sin \nu \frac{\pi}{2} \frac{q}{Q}}{q \sin \frac{\nu}{Q} \frac{\pi}{2}} = \frac{\sin \nu \frac{\pi}{2m}}{q \sin \nu \frac{\pi}{2qm}}. \tag{25.3}$$

unde m este numărul de faze.

Prina parte a relaţiei (25.3) este valabilă şi pentru bobinajul monofazat dacă q reprezintă numărul de crestături bobinate pe pol. Dacă numărul de crestături q este mare, notând cu b lăţimea zonei în care sunt repartizate aceste crestături, se poate scrie:

$$\xi_{r\nu} = \frac{\sin \nu \frac{\pi}{2} \frac{b}{\tau}}{\nu \frac{\pi}{2} \frac{b}{\tau}}. \tag{25.4}$$

Valoarea absolută a factorului de repartizare $\xi_{r\nu}$ pentru bobinajele trifazate şi bifazate, cu număr întreg q de crestături pe pol şi fază, cum şi pentru bobinajul monofazat, este dată în tabelele care urmează.

Bobinaj trifazat

Numărul de crestături pe pol şi fază	2	3	4	5	6	$\frac{b}{\tau} = \frac{1}{3}$	$\frac{b}{\tau} = \frac{2}{3}$
ξ_{r1}	0,966	0,960	0,958	0,957	0,956	0,956	0,830
ξ_{r3}	0,707	0,667	0,653	0,646	0,642	0,636	0,000
ξ_{r5}	0,259	0,217	0,204	0,200	0,197	0,191	0,165
ξ_{r7}	0,259	0,178	0,157	0,152	0,145	0,137	0,119

Bobinaj bifazat

Numărul de crestături de pol şi fază	2	3	4	5	6	$\frac{b}{\tau} = \frac{1}{2}$
ξ_{r1}	0,924	0,910	0,906	0,904	0,903	0,901
ξ_{r3}	0,383	0,333	0,318	0,312	0,309	0,300
ξ_{r5}	0,383	0,244	0,213	0,200	0,194	0,180
ξ_{r7}	0,924	0,244	0,180	0,159	0,149	0,129

Bobinaj monofazat

Numărul de crestături pe pol Q	6	7	8	9	12	15	$\frac{b}{\tau} = 0,6$	$\frac{b}{\tau} = 0,7$
Numărul de crestături bobinate pe pol	4	5	6	6	8	10		
ξ_{r1}	0,836	0,810	0,794	0,831	0,829	0,828	0,857	0,810
ξ_{r3}	0	0,071	0,115	0	0	0	0,109	0,047
ξ_{r5}	0,224	0,139	0,077	0,188	0,178	0,173	0,222	0,128
ξ_{r7}	0,224	0,200	0,157	0,154	0,136	0,129	0,047	0,128

Un alt mijloc pentru micşorarea armonicelor de ordin superior este adoptarea unui număr fracţionar de crestături pe pol şi fază.

In cazul când numărul de crestături pe pol şi fază este întreg, poziţia în raport cu polul a fiecărui grup polar de bobine (adică a totalităţii bobinelor situate sub o pereche de poli) este aceiaşi pentru toate perechile de poli. Dimpotrivă, în cazul când numărul de crestături pe pol şi fază este fracţionar, grupele de bobine polare sunt decalate în mod diferit în raport cu perechile de poli corespunzătoare, astfel încât armonicele care rezultă pentru diferitele grupuri de bobine polare ale unei fază, se compensează reciproc, mai mult sau mai puţin perfect, deoarece nu sunt în faze, după cum într'o bobină polară armonicele se compensează dacă spirele sunt repartizate în crestături. Prin aceasta factorul de bobinaj este din nou micşorat. Micşorarea este puţin importantă pentru fundamentală, în timp ce pentru armonicele superioare este suficient de mare. Prin aceasta curba forţei electromotoare rezultante se apropie şi mai mult de sinusoidă.

Forţa electromotoare eficace rezultantă este dată de relaţia:

$$E = \sqrt{E_1^2 + E_3^2 + E_5^2 + \dots}, \tag{25.5}$$

în care E_1, E_3, E_5 ... reprezintă valorile forţelor electromotoare eficace ale diferitelor armonice. In mod normal, valoarea eficace a forţei electromotoare rezultante E este foarte apropiată de aceea a termenului fundamental.

26. **Influenţa crestăturilor asupra forţei electromotoare induse.** Prezenţa dinţilor şi crestăturilor provoacă variaţii suplimentare în valoarea fluxului, ceea ce antrenează apariţia unor armonice de ordin superior în curba forţei electromotoare.

O primă categorie de asemenea armonice se întâlneşte în special la maşinile sincrone cu poli aparenţi, când lăţimea τ a pieselor polare nu este un multiplu întreg al pasului crestăturilor pe stator τ_c. In acest caz numărul dinţilor în faţa pieselor polare este variabil, ceea ce atrage variaţia reluctanţei întrefierului şi implicit variaţia valorii fluxului magnetic; această variaţie se numeşte *longitudinală* deoarece influenţează valoarea fluxului total, pe întreaga lungime a circuitului magnetic. Acţiunea acestei variaţii este în mare măsură amortizată de curenţii turbionari şi poate fi eliminată aproape complect prin alegerea unui raport convenabil între lăţimea piesei polare şi pasul crestăturilor.

O însemnătate mai mare o are însă faptul că, din cauza crestăturilor, repartiţia inducţiei magnetice la periferia indusului este mult schimbată: în partea de mijloc a capetelor dinţilor componenta normală este maximă, iar la mijlocul crestăturii este aproape nulă. Datorită acestui fapt, curba inducţiei nu are o formă geometrică simplă ca la indusul neted, ci o formă puternic dinţată, numărul acestor dinţi pe o pereche de poli fiind evident $2\,mq$. Din descompunerea acestei curbe rezultă că peste unda fundamentală (corespunzătoare indusului neted) se suprapun nişte unde sinusoidale cu frecvenţa $2\,mq \pm 1$, $4\,mq \pm 1$, $6\,mq \pm 1$, etc. dintre care cele mai importante sunt cele de ordinul $2\,mq \pm 1$.

Aplicând relaţia (25.3) se constată că pentru aceste armonice factorul de repartizare este egal cu factorul de repartizare pentru prima armonică a curbei câmpului. In consecinţă efectul armonicilor produs de dinţi poate fi redus în mare măsură chiar în cazul crestăturilor deschise, alegând numărul de crestături de pol şi fază cât mai mare şi fracţionar.

Pentru a reduce şi mai mult influenţa armonicelor produse de dinţi, uneori crestăturile nu sunt dirijate coaxial cu maşina ci înclinate faţă de generatoare. In acest caz forţele electromotoare induse în diferitele porţiuni (infinit mici) ale unui conductor din crestătură nu sunt în fază. Diagrama vectorială a compunerii acestor forţe electromotoare infinit mici se reprezintă printr'un arc de cerc, forţa electromotoare rezultantă fiind reprezentată prin coarda care uneşte extremităţile acestui arc. Dacă c reprezintă distanţa între generatoarele care trec prin extremităţile conductorului înclinat, raportul între coardă şi arc, adică factorul înclinării crestăturilor pentru armonica de ordin ν, este:

$$k_{ic\nu} = \frac{\sin \nu \dfrac{c}{\tau}\dfrac{\pi}{2}}{\nu \dfrac{c}{\tau} \cdot \dfrac{\pi}{2}}. \qquad (26.1)$$

d) Forţa magnetomotoare produsă de un bobinaj de curent alternativ

27. Legea câmpului magnetic la maşinile electrice este exprimată prin relaţia următoare:

$$\oint H\,dl = \sum iw \quad \text{(raţionalizat)} \qquad (27.1a)$$

$$\oint H\,dl = 4\,\pi \sum iw \quad \text{(neraţionalizat)} \qquad (27.1b)$$

(v. vol. I, cap. III, § 41).

Dacă se exprimă H şi l în unităţi C. G. S. electromagnetice şi I în amper şi dacă numărul total de amperspire $\sum iw$ se notează cu Θ relaţia (27.1b) se poate pune sub forma:

$$\oint H\,dl = 0{,}4\,\pi\,\Theta \qquad (27.2)$$

Pentru calculul unui circuit magnetic uzual, relaţia (27.2) se poate scrie sub forma:

$$\Theta = \sum iw = 0{,}8\,(H_1 l_1 + H_2 l_2 + H_3 l_3 + \ldots) =$$

$$= 0{,}8\left(\Phi_1 \frac{l_1}{\mu_1 S_1} + \Phi_2 \frac{l_2}{\mu_2 s_2} + \ldots\right). \qquad (27.3)$$

In această relaţie, Φ reprezintă fluxul, iar S, secţiunea corespunzătoare a circuitului magnetic în porţiunea considerată.

Determinarea numărului total de amperspire $\Theta = \sum iw$ se face calculând inducţiile B în diferite porţiuni ale circuitului magnetic şi determinând numărul

de amperspire pe centimetru, din curbele de magnetizare ale materialului respectiv [$B = \mathrm{f}\,(0{,}8\,H) = \mathrm{f}\,(iw/\mathrm{cm})$]. Aceste valori se înmulţesc cu lungimea porţiunii considerate din circuitul magnetic, iar amperspirele obţinute pentru diferitele porţiuni se însumează.

28. Curba amperspirelor în cazul unui bobinaj concentrat (bobina în două crestături). Dacă se notează cu H valoarea medie a componentei radiale a câmpului magnetic şi cu δ mărimea întrefierului, tensiunea magnetică a întrefierului este $H\delta$. Dacă se neglijează toate celelalte tensiuni magnetice din fier ($\mu = \infty$), integrala dealungul oricărui circuit magnetic închis, care taie întrefierul în punctele 1 şi 2, se va compune numai din tensiunile magnetice $H_1\delta_1$ şi $H_2\delta_2$. Dacă se notează expresia $0{,}8H\delta$ cu $\mathrm{f}(x)$, în ipoteza $\mu = \infty$ se poate scrie:

$$0{,}8 \oint H\,dl = \mathrm{f}(x_2) - \mathrm{f}(x_1) = \Theta. \qquad (28.1)$$

In această relaţie, numărul de amperspire Θ poate fi exprimat prin relaţia:

$$\Theta = \int_{x_1}^{x_2} A\,dx, \qquad (28.2)$$

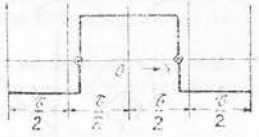


Fig. 24. Curba amperspirelor la un bobinaj concentrat cu pas scurtat

în care A reprezintă pătura de curent (sau densitatea de curent liniară), adică suma algebrică a curenţilor conductorilor, raportată la lungimea corespunzătoare de periferie. Curba $\mathrm{f}\,(x)$ se numeşte curba amperspirelor. După cum rezultă din relaţiile (28.1) şi (28.2), această curbă poate fi determinată prin integrarea curbei densităţii de curent liniare. Integrarea poate începe din orice punct al periferiei indusului; este însă necesar ca axa absciselor să fie plasată astfel, încât partea superioară a curbei să fie egală cu cea inferioară, deoarece fluxul care intră în suprafaţa bobinajului este egal cu fluxul care iese.

Curba amperspirelor unei bobine, care are s_n conductori pe latură, fiecare latură fiind plasată în câte o crestătură, iar conductorii fiind străbătuţi de curentul $i = \sqrt{2}\,I \sin \omega t$, este dată de relaţia:

$$\mathrm{f}(x) = \frac{2\sqrt{2}}{\pi}\, s_n I \sin \omega t \sum_{\nu} \frac{1}{\nu} \frac{\xi_{s\nu}}{\sin \nu \dfrac{\pi}{2}} \cos \nu \frac{x}{\tau}\pi \qquad (28.3)$$

şi poate fi reprezentată de un dreptunghi (fig. 24). In cazul unui bobinaj diametral:

$$\frac{\xi_{s\nu}}{\sin \nu \dfrac{\pi}{2}} = \sin \nu \frac{\pi}{2};$$

deci curba amperspirelor unui bobinaj diametral, concentrat are numai armonice de ordin impar şi destul de pronunţate.

29. Curba amperspirelor, în cazul unui bobinaj repartizat. Dacă bobinajul se compune din q bobine simple, fiecare având s_n conductori pe latură (cazul obişnuit al unui bobinaj monofazat sau al unei faze dintr'un bobinaj polifazat), curba amperspirelor este dată de relaţia:

$$\mathrm{f}(x) = \frac{2\sqrt{2}}{\pi}\, q\, s_n I \sin \omega t \sum_{\nu} \frac{1}{\nu} \frac{\xi_{\nu}}{\sin \nu \dfrac{\pi}{2}} \cos \nu \frac{x}{\tau}\pi, \qquad (29.1)$$

în care $\xi_\nu = \xi_{s\nu}\,\xi_{r\nu}$.

Fiecare parte a sumei din relaţia (29.1), ca şi din relaţia (28.3) reprezintă o undă staţionară, adică un câmp alternativ. Dacă relaţia (29.1) este scrisă sub forma:

$$f(x) = \frac{\sqrt{2}}{\pi} q s_n I \sum_{\nu} \frac{1}{\nu} \frac{\xi_\nu}{\sin \nu \frac{\pi}{2}} \left[\sin\left(\omega t - \nu \frac{x}{\tau} \pi\right) + \sin\left(\omega t + \nu \frac{x}{\tau} \pi\right) \right], \quad (29.2)$$

fiecare câmp alternativ staţionar a fost înlocuit prin două câmpuri învârtitoare. Amplitudinea fiecăruia din câmpurile componente este constantă şi egală cu jumă-

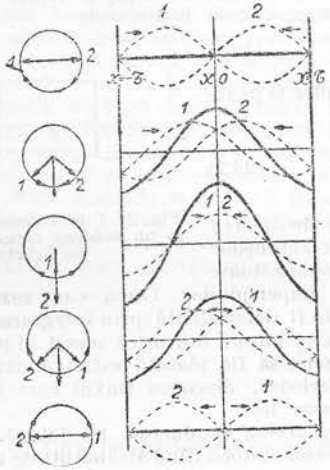


Fig. 25. Curba amperspirelor la un bobinaj repartizat. Descompunerea în câmpuri învârtitoare de sens contrar.

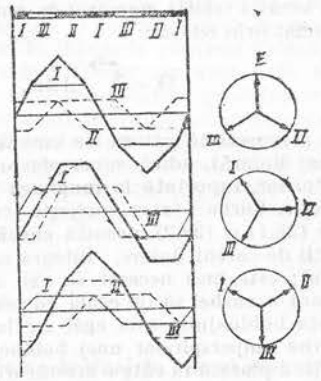


Fig. 26. Curba amperspirelor unui bobinaj trifazat.

tate din amplitudinea câmpului alternativ staţionar. Unul dintre câmpurile învârtitoare înaintează în direcţia valorilor pozitive ale lui x, iar cealaltă undă înaintează în direcţia valorilor negative ale lui x (fig. 25).

Relaţia care reprezintă curba amperspirelor unui bobinaj cu m faze şi q (număr întreg) de crestături pe pol şi fază este:

$$f(x) = \frac{\sqrt{2}}{\pi} m q s_n I \sum_{\nu} \frac{1}{\nu} \frac{\xi_\nu}{\sin \nu \frac{\pi}{2}} \left\{ \sin\left[\omega t - \nu \frac{x}{\tau} \pi + \frac{\nu - 1}{m} (m-1) \pi\right] + \right.$$

$$\left. + \sin\left[\omega t + \nu \frac{x}{\tau} \pi - \frac{\nu + 1}{m} (m-1) \pi\right] \right\}. \quad (29.3)$$

În această relaţie, suma care se referă la primul sinus din paranteză trebue extinsă la numerele ν pentru care expresia $\frac{\nu - 1}{m}$ este nulă sau un număr întreg, iar suma care se referă la al doilea sinus se extinde la numerele ν pentru care expresia $\frac{\nu + 1}{m}$ este un număr întreg.

La bobinajele polifazate, pentru fiecare număr de ordin ν corespunde numai o singură undă învârtitoare. Armonicele superioare se rotesc parte în acelaşi sens, iar parte în sensul contrar undei fundamentale.

Pentru bobinajul trifazat, relaţia (29.3) devine:

$$f(x) = \frac{3\sqrt{2}}{\pi} q s_n I \left[\xi_1 \sin\left(\omega t - \frac{x}{\tau}\pi\right) + \frac{1}{5}\xi_5 \sin\left(\omega t + 5\frac{x}{\tau}\pi\right) - \right.$$

$$\left. - \frac{1}{7}\xi_7 \sin\left(\omega t - 7\frac{x}{\tau}\pi\right) - \frac{1}{11}\xi_{11} \sin\left(\omega t + 11\frac{x}{\tau}\pi\right) + \ldots \right]. \quad (29.4)$$

Armonicele 7, 13 ... se rotesc în acelaşi sens cu armonica fundamentală, iar armonicele 5, 11 ... se rotesc în sensul invers. In sistemele trifazate, armonicele superioare, al căror număr de ordin se divide cu 3, nu apar. Armonica ν are o lungime de undă egală cu $1/\nu$ din lungimea de undă a armonicei fundamentale.

In curba amperspirelor câmpului magnetic, în afara armonicelor produse de distribuţia bobinajelor — după cum s'a menţionat mai sus — apar armonicele produse de armonicele superioare ale curentului din conductori.

O comparaţie între aceste armonice este dată în tabela de mai jos.

Caracteristica armonicei de ordin ν	Armonicele produse de distribuţia bobinajelor	Armonicele produse de armonicele curentului
Frecvenţa f_ν a pulsaţiei în timp, f fiind frecvenţa undei fundamentală.	$f_\nu = f$	$f_\nu = \nu f$
Numărul de perechi de poli p_ν, p fiind numărul de perechi de poli ai undei fundamentale	$p_\nu = \nu p$	$p_\nu = p$
Viteza de rotaţie în spaţiu n_ν, n fiind viteza de rotaţie a undei fundamentale	$n_\nu = \frac{n}{\nu}$	$n_\nu = \nu n$
Sensul de rotaţie	Identic	
Armonicele de ordin multiplu de 3	Suma lor este nulă	

Curba amperspirelor unui bobinaj trifazat cu mai multe crestături pe pol şi fază este reprezentată în fig. 26. Valoarea maximă are variaţii care se repetă cu o frecvenţă de şase ori mai mare decât frecvenţa curentului.

In calculul circuitului magnetic prezintă importanţă amplitudinea undei fundamentale a curbei amperspirelor. Dacă se notează cu $s_n q = \frac{w}{p}$, valoarea undei fundamentale este:

$$F_1 = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} I \frac{w}{p} \xi_1 \text{ la bobinajele monofazate;} \quad (29.5)$$

$$F_1 = \frac{\sqrt{2}}{\pi} m I \frac{w}{p} \xi_1 \text{ la bobinajele polifazate cu } m \text{ faze.} \quad (29.6)$$

Relaţiile (29.5) şi (29.6) sunt valabile şi pentru bobinajele cu număr fracţionar de crestături pe pol şi fază, dacă pentru ξ_1 se introduce valoarea corespunzătoare.

e) Cuplul

30. **Producerea şi expresia cuplului.** Un conductor cu lungimea l, parcurs de curentul I, fiind situat într'un câmp de inducţie magnetică B, normal pe conductor, este supus unei forţe $F = BIl$, dirijată normal atât pe direcţia câmpului, cât şi pe direcţia conductorului. (A se vedea vol. I, cap. III, § 113). Dacă conductorul respectiv are libertatea de a se roti în jurul unui ax paralel cu conductorul, se produce un cuplu egal cu forţa F, înmulţită cu braţul de pârghie (distanţa dela axul de rotaţie la această forţă). O maşină electrică are, în general, un rotor cu bobinajdin conductori aşezaţi în crestături, conductorii fiind situaţi în câmpul magnetic inductor produs de stator (la unele maşini — de exemplu la maşina sincronă — situaţia este inversă); în cele ce urmează se va presupune că acest câmp este radial, adică normal pe periferia rotorului. Conductorii rotorici sunt parcurşi de curenţi, astfel încât aceştia sunt supuşi unor forţe tangenţiale periferiei rotorului, producând cupluri elementare, în care braţul de pârghie este jumătate din diametrul D al rotorului; totalitatea acestor cupluri elementare formează cuplul maşinii. Presupunând că rotorul are un bobinaj uniform repartizat, caracterizat prin densitatea liniară de curent (amperi pe centimetru de periferie de rotor) determinarea cuplului maşinii se face însumând prin integrare cuplurile produse de fiecare curent elementar. Pentru simplificarea calculului se ţine seamă de faptul că cuplul total este egal cu cuplul produs de conductorii dintr'un pas polar, înmulţit cu numărul de poli ai maşinii.

Dacă x est evaloarea păturii de curent, iar B_x, valoarea câmpului de inducţie magnetică, $A_x\,dx$ este curentul elementar, $A_x\,B_x\,l\,dx$ forţa exercitată asupra sa, $\frac{D}{2} A_x\,B_x\,l\,dx$ este cuplul elementar. In consecinţă, cuplul total va avea valoarea momentană:

$$M = 2p\int_0^\tau \frac{D}{2} A_x\,B_x\,l\,dx = p\,Dl\int_0^\tau A_x\,B_x\,dx, \qquad (30.1)$$

unde

p este numărul de perechi de poli ai maşinii;
D — diametrul rotorului;
l — lungimea sa;
A_x — valoarea păturii de curent în punctul de abscisă x;
B_x — câmpul de inducţie magnetică în acelaşi punct;
τ — pasul polar;

iar abscisa x indică un punct situat la distanţa x de începutul pasului polar. Descompunând funcţiile A_x şi B_x în armonice, integrala de mai sus se reduce la o sumă de termeni de forma $\int_0^{2\pi} \sin mx \sin nx\,dx$. Deoarece, pentru $m \neq n$, această integrală este nulă, se deduce, în primul rând, că la producerea cuplului sunt eficace numai armonicele de acelaşi ordin ale curbei câmpului magnetic şi ale păturii de curent rotoric. Din acest punct de vedere interesează în primul rând cuplul produs de fundamentalele celor două curbe.

In fig. 27 s'a considerat un dublu pas al bobinajului statoric şi porţiunea corespunzătoare din bobinajul rotoric, acesta din urmă fiind considerat ca bobinaj trifazat, reprezentând, în cazul general, un câmp rotoric învârtitor; în această figură s'a redat fundamentala:

$$B_x = B_M \sin\frac{x}{\tau}\pi$$

a câmpului de inducţie statoric, curba reală în scară a păturii de curent rotoric, şi fundamentala sa A_x, care este decalată faţă de curba câmpului statoric cu unghiul constant $\Psi = \frac{x'}{\tau}\pi$, deci:

$$A_x = A_M \sin\left(\frac{x}{\tau}\pi - \Psi\right).$$

Relaţia (30.1) devine:

$$M = pDl\,A_M B_M \int_0^\tau \sin\frac{x}{\tau}\pi \sin\left(\frac{x}{\tau}\pi - \Psi\right)dx,$$

sau

$$M = \frac{1}{2}\,pDlA_M B_M\,\tau\cos\Psi. \qquad (30.2)$$

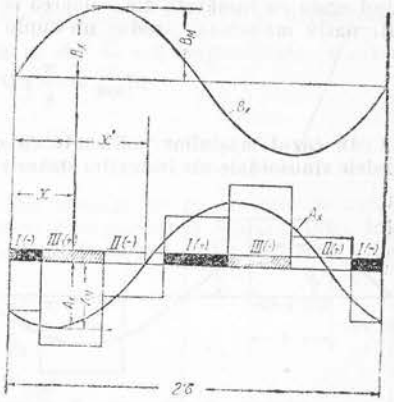


Fig. 27. Curba inducţiei şi a păturii de curent.

Ţinând seamă de relaţia:

$$\Phi_m = \int_0^\tau B_x\,l\,dx = \frac{2}{\pi} B_M\,\tau\,l,$$

din care rezultă valoarea fluxului de inducţie, relaţia de mai sus devine:

$$M = \frac{\pi}{4}\,pDA_M\,\Phi_m\cos\Psi. \qquad (30.3)$$

Luând A_M în A/cm, Φ_m în maxwell şi D în cm, cuplul calculat cu relaţia de mai sus rezultă în 10^{-1} dyn · cm; pentru transformarea valorii lui în kgf · m, valoarea numerică obţinută prin relaţia (30.3) trebue împărţită cu factorul $9{,}81 \cdot 10^8$.

In cazul maşinilor obişnuite de curent monofazat, fluxul Φ_m este un flux alternativ cu valoarea maximă Φ, iar curba păturii de curent rotoric este staţionară faţă de stator, dar amplitudinea ei variază sinusoidal în timp, având valoarea maximă A_{MM}, deci:

$$\Phi_m = \Phi\sin\omega t\ ; \quad A_M = A_{MM}\sin(\omega t - \alpha).$$

In consecinţă, cuplul acestor maşini nu este constant. Descompunând produsul $\sin\omega t\,\sin(\omega t - \alpha)$ cum se arată mai jos:

$$\sin\omega t\,\sin(\omega t - \alpha) = \sin^2\omega t\cos\alpha - \frac{1}{2}\sin 2\,\omega t\sin\alpha,$$

rezultă că, în acest caz, cuplul conţine o componentă care variază în timp după patratul unei sinusoide, oscilând între zero şi maxim cu frecvenţa dublă a frecvenţei

reţelei, şi o componentă care variază sinusoidal în timp, deasemenea cu frecvenţa dublă faţă de frecvenţa reţelei.

Valoarea medie a celei de a doua componente a cuplului este nulă. Numai prima componentă produce un cuplu activ la axul maşinii, valoarea sa medie fiind egală cu jumătate din valoarea sa maximă. In consecinţă, maşinile de curent alternativ monofazat produc un cuplu mediu:

$$M_{med} = \frac{\pi}{8} pDA_{MM} \Phi \cos\Psi \cos\alpha. \tag{30.4}$$

In cazul maşinilor polifazate cu câmp învârtitor (incluziv cele cu colector), undele sinusoidale ale inducţiei statorice şi ale păturii de curent rotoric sunt unde învârtitoare, cu aceeaşi viteză unghiulară, amplitudinea lor fiind constantă în timp. In consecinţă, aceste maşini furnizează un cuplu constant de valoare:

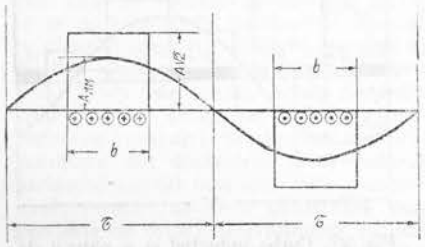


Fig. 28. Curba păturii de curent la un bobinaj monofazat.

$$M = \frac{\pi}{4} pDA_{MM} \Phi \cos\Psi. \tag{30.5}$$

Determinarea valorii maxime A_{MM} a păturii de curent produse de bobinajul rotoric se face cum se arată mai jos. Considerând un bobinaj monofazat cu $2p$ poli şi w spire în serie, uniform repartizat în crestături, care ocupă lăţimea b din pasul polar (fig. 28), bobinajul fiind parcurs de curentul eficace I, curba reală a păturii de curent este dreptunghiulară şi are valoarea eficace:

$$A = \left(I \frac{2w}{2p}\right) \frac{1}{b} = \frac{Iw}{bp}. \tag{30.6}$$

Valoarea maximă a păturii de curent este însă $A\sqrt{2}$. Prin descompunere în serie Fourier se găseşte că fundamentala curbei dreptunghiulare are amplitudinea:

$$A_{MM} = \frac{4}{\pi} A\sqrt{2} \sin\beta, \tag{30.7}$$

în care β este jumătate din unghiul electric pe care-l acoperă bobinajul pe lăţimea sa b în raport cu pasul polar τ:

$$\beta = \frac{b}{\tau} \frac{\pi}{2}. \tag{30.8}$$

Deoarece factorul de bobinaj (în cazul de faţă egal cu factorul de repartizare) este dat de relaţia:

$$\xi = \frac{\sin\beta}{\beta}, \tag{30.9}$$

în cazul bobinajului monofazat se deduce, pentru valoarea maximă a păturii de curent relaţia:

$$A_{MM} = 2\sqrt{2}\,\xi \frac{w}{\tau p} I. \tag{30.10}$$

In cazul unui bobinaj polifazat cu m faze, curba păturii de curent se compune din m curbe fundamentale staţionare, variind în timp sinusoidal, fiind decalate în timp şi în spaţiu cu $\frac{2\pi}{m}$ şi având amplitudinea dată de relaţia (30.10). Se ştie că, în acest caz, curba rezultantă este sinusoidală în spaţiu şi învârtitoare având valoarea maximă constantă şi egală cu de $\frac{m}{2}$ ori amplitudinea maximă a curbelor componente, deci:

$$A_{MM} = \sqrt{2}\, m\xi \frac{w}{\tau p} I. \tag{30.11}$$

In cazul maşinilor de curent continuu sau al maşinilor cu colector de curent monofazat, curba păturii de curent este constantă pe porţiunea cuprinsă între două perii consecutive, adică, în general, dealungul unui pas polar. Relaţia (30.1) devine:

$$M = pDlA_x \int_0^\tau B_x \, dx. \tag{30.12}$$

Indiferent de forma câmpului, expresia $l\int_0^\tau B_x \, dx = \Phi$ reprezintă fluxul total care pătrunde în rotor dealungul unui pas polar delimitat de două perii consecutive. Expresia cuplului devine:

$$M = pDA_x \Phi. \tag{30.13}$$

In cazul maşinilor de curent continuu, atât fluxul Φ, cât şi pătura de curent A_x au valoarea constantă în timp, astfel încât cuplul acestor maşini este constant. In cazul maşinilor cu colector de curent monofazat, ambele mărimi variază sinusoidal în timp, deci cuplul este pulsator.

II. TRANSFORMATORI

A. Generalităţi

1. Descriere generală *). Transformatorul modifică static, pe cale electromagnetică, un curent alternativ primar în altul secundar, având în general alte caracteristice (în particular, altă tensiune şi alt curent).

Transformatorul constă din:

— miezul feromagnetic, servind ca circuit al fluxului magnetic;

— două sau mai multe bobinaje, nelegate electric între ele (cu excepţia autotransformatorului).

Transformatorul obişnuit are două bobinaje. Se folosesc şi transformatori cu trei sau cu mai multe bobinaje, dar numai în unităţi de putere mare.

Bobinajul de alimentare al transformatorului se numeşte bobinaj primar, iar cel care alimentează circuitul de utilizare se numeşte bobinaj secundar.

In general, tensiunea secundară diferă de tensiunea primară. Dacă tensiunea secundară este mai mică decât cea primară, transformatorul se numeşte coborîtor de tensiune, iar dacă este mai mare, ridicător de tensiune.

Bobinajul legat la reţeaua de tensiune mai înaltă se numeşte bobinaj de înaltă tensiune (I. T.), iar cel legat la reţeaua de tensiune mai joasă, bobinaj de joasă tensiune (J. T.).

Pentru evitarea influenţei dăunătoare a agenţilor atmosferici asupra izolaţiei bobinajelor, cum şi pentru o răcire mai bună a transformatorului, miezul şi bobinajele se aşează într'o baie (cuvă) cu ulei. Aceştia se numesc transformatori în baie de ulei, pe când cei fără ulei se numesc uscaţi.

2. Principiul de funcţionare al transformatorului. Funcţionarea transformatorului se bazează pe principiul interacţiunilor electromagnetice dintre două sau mai multe circuite fixe.

Dacă unul dintre aceste circuite (circuitul primar) este legat la o sursă de curent alternativ, atunci, sub influenţa fluxului magnetic alternativ care ia naştere, în alt circuit (circuitul secundar) se produce o forţă electromotoare alternativă.

Dacă se închide circuitul secundar, el va fi străbătut de un curent alternativ. Energia electrică a curentului alternativ din circuitul primar se transformă tot în energie electrică alternativă, în circuitul secundar (mai puţin pierderile), având însă, în general, alte caracteristice de tensiune şi de curent.

---

*) Primii transformatori au fost construiţi de electricienii ruşi P. N. Iablocicov, I. F. Usaghin şi M. O. Dolivo-Dobrovolschi.

Iablocicov a folosit pentru prima dată transformatorul cu circuit magnetic deschis; Usaghin a realizat transformatorul cu circuit magnetic închis, iar Dolivo-Dobrovolschi a pus la punct transformatorul trifazat pentru transportul energiei electrice.

Intre problemele mai noi, care s'au pus la fabricarea transformatorilor, este şi aceea foarte importantă a protecţiei contra supratensiunilor (unde de şoc). Electrotehnicienii sovietici au pus la punct transformatorul antirezonant, la care tensiunea se repartizează uniform dealungul bobinajului, independent de regim, obţinând astfel o protecţie sigură contra supratensiunilor.

La noi fabricarea transformatorilor a făcut mari progrese în ultimii ani. Sub conducerea Ing. Victor Bunea s'au proiectat şi realizat transformatori de mare putere şi înaltă tensiune.

Pentru a mări acţiunea electromagnetică dintre circuite, acestea se aşează pe un corp comun, miezul, constituit din tole de oţel, servind ca circuit magnetic.

3. **Tipuri principale de transformatori.** In mod curent se utilizează următoarele tipuri de transformatori:

— transformatorii de putere, pentru transportul şi distribuţia energiei electrice;

— autotransformatorii — pentru transformarea tensiunii în limite restrânse (la pornirea motoarelor de curent alternativ şi în alte scopuri);

— regulatorii de inducţie, pentru reglarea tensiunii în reţelele de distribuţie (se studiază la maşinile asincrone);

— transformatorii de măsură, pentru conectarea aparatelor de măsură;

— transformatorii cu destinaţii speciale: de sudură, pentru cuptoare electrice, de încercare, pentru mutatori cu vapori de mercur, în scopuri medicale, etc.

După felul curentului alternativ, transformatorii sunt monofazaţi sau polifazaţi. Cei mai răspândiţi sunt transformatorii trifazaţi — pentru transport şi distribuţie (forţă şi iluminat) — şi transformatorii monofazaţi, care au un domeniu de aplicare mai restrâns.

Transformatorii trifazaţi se construesc până la puteri foarte mari (zeci de MVA), pe când puterea transformatorilor monofazaţi obişnuiţi nu depăşeşte câteva sute de kVA, cu excepţia transformatorilor monofazaţi, conectaţi în sisteme trifazate (câte trei transformatori monofazaţi), şi a transformatorilor monofazaţi cu utilizări speciale.

Mărimile nominale ale transformatorilor sunt definite în STAS 1703-50.

B. Teoria transformatorului monofazat

4. **Funcţionarea în gol a transformatorului monofazat.** In fig. 1 este reprezentat schematic un transformator monofazat. Pe circuitul magnetic al acestuia (format deobicei din tole de fier) se află două bobinaje: primarul, cu w_1 spire, şi secundarul, cu w_2 spire.

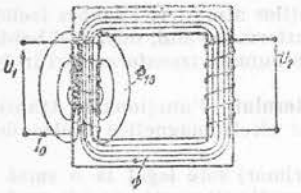


Fig. 1. Transformatorul monofazat.

Dacă se alimentează primarul transformatorului monofazat cu o tensiune alternativă, bobinajul secundar fiind deschis (mers în gol), transformatorul se va comporta ca o bobină cu miez feromagnetic. Curentul absorbit la mersul în gol al transformatorilor obişnuiţi este de 5 — 15 % din curentul nominal. Acest curent produce în miezul transformatorului un flux din care cea mai mare parte Φ se închide prin miezul feromagnetic, iar o parte mică Φ_{1s} (circa 0,5 %) se închide prin aer, fără să străbată bobinajul secundar. Această din urmă parte a fluxului este fluxul de scăpări, care are un rol important la funcţionarea în sarcină a transformatorului.

O reprezentare mai clară a fenomenelor se obţine studiind modul de funcţionare a unor transformatori ideali, ale căror bobinaje nu au rezistenţe ohmice şi fluxuri de scăpări. Condiţiile de funcţionare ale transformatorului monofazat real se obţin conectând în serie cu un transformator ideal o rezistenţă R_1 şi o reactanţă X_{1s}, realizându-se astfel un transformator echivalent. Rezistenţa R_1 este egală cu rezistenţa bobinajului primar al transformatorului real, iar reactanţa $X_{1s} = 2\pi f L_{1s}$ este determinată de inductanţa:

$$L_{1s} = \frac{\Psi_{1s}}{i_1},$$

unde: Ψ_{1s} este fluxul global de scăpări al bobinajului primar $\Psi_{1s} = \int w_1 \, d\Phi_{1s}$;

i_1 — curentul primar care produce acest flux, iar

f — frecvenţa curentului.

In fig. 2 este reprezentat transformatorul echivalent la mers în gol. Fluxul Φ, comun celor două bobinaje, induce în acestea forţele electromotoare:

$$\left.\begin{aligned} E_1 &= 4{,}44\, f w_1 \Phi; \\ E_2 &= 4{,}44\, f w_2 \Phi. \end{aligned}\right\} \qquad (4.1)$$

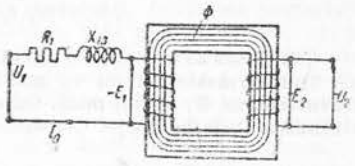


Fig. 2. Transformatorul echivalent la mersul în gol.

Se observă că raportul forţelor electromotoare este egal cu acela al numerelor de spire:

$$k = \frac{E_1}{E_2} = \frac{w_1}{w_2}. \qquad (4.2)$$

Acest raport se numeşte *raport de transformare*. La mersul în gol, $U_1 \simeq E_1$ şi secundarul fiind în gol, $U_2 = E_2$; deci se poate considera, cu o aproximaţie mai mică de cât 0,5 %, că:

$$k = \frac{w_1}{w_2} \simeq \frac{U_1}{U_2}. \qquad (4.3)$$

Diagrama vectorială a tensiunilor, la funcţionarea în gol, poate fi construită uşor cu ajutorul schemei transformatorului echivalent din fig. 2. In fig. 3 s'a luat ca origine de fază fluxul Φ. Curentul de mers în gol nu este în fază cu fluxul Φ, din cauza pierderilor în fier (hysteresis şi curenţi turbionari). Astfel, curentul de mers în gol I_0 se compune dintr'o componentă $I_{0\mu}$, în fază cu fluxul Φ, şi care produce acest flux, şi o componentă I_{0a}, în cuadratură (şi avans) faţă de Φ, care acoperă pierderile în fier.

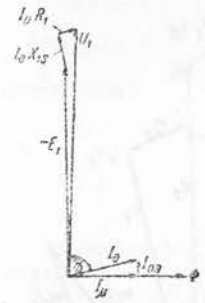


Fig. 3. Diagrama vectorială a transformatorului la mersul în gol.

Forţele electromotoare E_1 şi E_2 induse în bobinajul primar, respectiv secundar, al transformatorului echivalent, sunt decalate în întârziere cu $\frac{\pi}{2}$ faţă de fluxul Φ. Pentru a obţine tensiunea la borne, U_1, se adaugă la $-E_1$ vectorii $jX_{1s}\bar{I}_0$ şi $R_1\bar{I}_0$.

Factorul de putere la mers în gol, $\cos\varphi_0$, este foarte mic, de ordinul $\cos\varphi_0 \simeq 0{,}1$. Pierderile în transformator, la funcţionarea în gol, sunt deasemenea mici (circa 0,5 — 1,5 % din puterea nominală), şi reprezintă aproape exclusiv pierderile în fier. Pentru a reduce cât mai mult aceste pierderi, miezul transformatorului se face din tablă de oţel silicioasă (până la 4 % Si), cu pierderi specifice de 1,0 — 1,6 W/kg (la 10 000 gauşi şi 50 Hz).

Din cauză că permeabilitatea fierului variază cu inducţia, curentul de magnetizare al transformatorului nu este sinusoidal. Acest fenomen este cu atât mai pronunţat, cu cât miezul transformatorului este mai saturat. Pentru acest motiv, transformatorii obişnuiţi se construesc cu inducţii nu prea mari, astfel încât să nu depăşească zona de saturaţie magnetică a materialului din care este confecţionat miezul (cotul curbei de magnetizare).

5. **Funcţionarea în sarcină a transformatorului monofazat.** Dacă se închide secundarul pe o impedanţă oarecare, primarul fiind alimentat dela o sursă de curent

alternativ, în secundarul transformatorului va circula un curent I_2. Faţă de situaţia funcţionării în gol se produc următoarele schimbări.

In primarul transformatorului circulă un curent I_1, determinat de relaţia egalităţii amperspirelor rezultante $(w_1 \overline{I}_1 + w_2 \overline{I}_2)$, cu amperspirele de funcţionare în gol:

$$w_1 \overline{I}_1 + w_2 \overline{I}_2 = w_1 \overline{I}_0 . \tag{5.1}$$

Din cauză că în secundar circulă curentul I_2, tensiunea U_2 la bornele secundare ale transformatorului nu va mai fi egală cu forţa electromotoare E_2, indusă de fluxul comun Φ, ci mai mică. Curentul I_2, ca şi curentul I_1 produc fluxuri care nu străbat ambele bobinaje. Considerând aceste fluxuri proporţionale cu curenţii I_1, respectiv I_2, se pot defini reactanţele de scăpări X_{1s} şi X_{2s} (ca la funcţionarea în gol) corespunzătoare fluxurilor de scăpări respective.

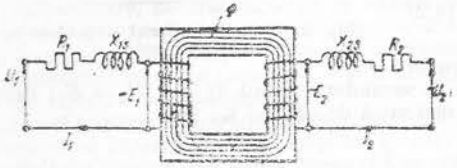


Fig. 4. Transformatorul echivalent la funcţionarea în sarcină.

Cu aceste observaţii, se poate stabili schema transformatorului echivalent al unui transformator real. In fig. 4 s'a reprezentat această schemă, rezultând dintr'un transformator ideal (fără rezistenţe şi fluxuri de scăpări), care are conectate în serie cu el rezistenţele R_1 şi R_2 şi reactanţele X_{1s} şi X_{2s} (R_1 şi X_{1s} în primar, R_2 şi X_{2s} în secundar).

După fig. 4 se pot scrie relaţiile:

$$\left.\begin{aligned} \overline{U}_1 &= (R_1 + jX_{1s})\,\overline{I}_1 - \overline{E}_1 ; \\ -\overline{U}_2 &= (R_2 + jX_{2s})\,\overline{I}_2 - \overline{E}_2 , \end{aligned}\right\} \tag{5.2}$$

care, împreună cu relaţiile (5.1) şi (4.2), definesc complect funcţionarea în sarcină a transformatorului monofazat.

Cu aceste relaţii, se poate construi diagrama vectorială transformatorului în sarcină (fig. 5). Presupunând a cunoscute U_2 şi I_2 şi decalajul φ_2 dintre ele (sau factorul de putere $\cos \varphi_2$, se construeşte E_2. Ducând vectorul Φ, decalat cu $\frac{\pi}{2}$ în avans faţă de E_2, se trasează amperspirele de mers în gol $w_1 I_0$. Amperspirele primare $w_1 I_1$ se găsesc ca fiind diferenţa dintre amperspirele de mers în gol $w_1 I_0$ şi amperspirele secundare $w_2 I_2$ (paralele cu I_2). Se determină astfel direcţia şi mărimea curentului primar I_1 şi apoi, ducând pe $E_1 = \frac{w_1}{w_2} E_2$, se poate construi tensiunea primară la borne U_1.

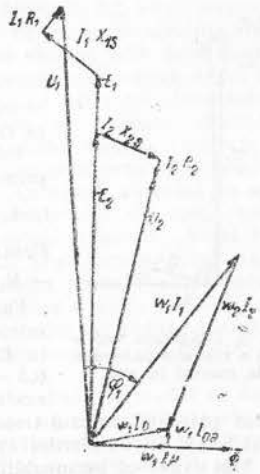


Fig. 5. Diagrama vectorială a transformatorului în sarcină.

Observaţie. Studierea transformatorului real poate fi făcută şi fără a-l reduce la un trasnformator ideal, conectat în serie cu rezistenţe şi reactanţe, ci considerându-l ca fiind format din două bobinaje cu rezistenţe R_1 şi R_2, cu inductanţe proprii (autoinductanţe) L_1 şi L_2, care sunt cuplate printr'o inductanţă mutuală M_{12}. In acest caz, ecuaţiile transformatorului devin:

$$\left.\begin{aligned} \overline{U}_1 &= R_1 \overline{I}_1 + j\omega L_1 \overline{I}_1 + j\omega M_{12} \overline{I}_2 ; \\ -\overline{U}_2 &= R_2 \overline{I}_2 + j\omega L_2 \overline{I}_2 + j\omega M_{12} \overline{I}_1 . \end{aligned}\right\} \tag{5.3}$$

Prin unele transformări simple, aceste relaţii pot fi aduse la forma (5.2).

Principalul desavantaj al formei (5.3) a ecuaţiilor de funcţionare ale transformatorului constă în faptul că inductanţele L_1, L_2 şi M_{12} nu sunt constante, ci variază cu saturaţia circuitului magnetic. Această formă poate explica însă mai clar unele fenomene, de exemplu faptul că, la anumite moduri de aşezare a bobinelor, reactanţa de scăpări a unei înfăşurări poate să aibă valori negative.

6. **Circuitul echivalent al transformatorului monofazat.** Diagrama vectorială din fig. 5, construită cu aceeaşi scară a tensiunilor, atât pentru primar, cât şi pentru secundar, devine disproporţionată în cazul unor rapoarte de transformare mari. Pentru acest motiv se obişnueşte să se raporteze mărimile unuia dintre bobinaje la numărul de spire ale celuilalt bobinaj. Astfel se obţine un transformator cu raportul 1:1. Operaţia de raportare a mărimilor duce la aceleaşi rezultate ca şi alegerea de scări diferite pentru cele două părţi: înalta şi joasa tensiune.

Mărimile se pot raporta fie la primarul, fie la secundarul transformatorului. In cele ce urmează, raportarea se va face la bobinajul primar. Mărimile raportate se notează cu aceeaşi literă ca mărimile neraportate, dar afectate de semnul (′). Mai jos sunt date criteriile pe baza cărora se calculează factorii de raportare a mărimilor.

Raportarea tensiunilor trebue făcută astfel, încât să se păstreze fluxurile, adică:

$$\frac{E_2'}{w_1} = \frac{E_2}{w_2} ,$$

de unde rezultă:

$$E_1 = E_2' = \frac{w_1}{w_2} E_2 = E \tag{6.1}$$

şi, analog $U_2' = \frac{w_1}{w_2} U_2$, etc. Pentru raportarea curenţilor, trebue păstrate constante amperspirele:

$$w_1 I_2' = w_2 I_2$$

sau

$$I_2' = \frac{w_2}{w_1} I_2 . \tag{6.2}$$

In mod analog, punând condiţia conservării puterilor, se determină şi factorul de raportare al rezistenţelor şi reactanţelor:

$$\left.\begin{aligned} R_2' &= \left(\frac{w_1}{w_2}\right)^2 R_2 ; \\ X_{2s}' &= \left(\frac{w_1}{w_2}\right)^2 X_{2s} . \end{aligned}\right\} \tag{6.3}$$

Introducând aceste notaţii în relaţiile (5.1) şi (5.2), ecuaţiile generale ale transformatorului devin:

$$\left.\begin{aligned} \overline{U}_1 &= (R_1 + jX_{1s})\,\overline{I}_1 - \overline{E} ; \\ -\overline{U}_2' &= (R_2' + jX_{2s}')\,\overline{I}_2' - \overline{E} ; \\ \overline{I}_1 + \overline{I}_2' &= \overline{I}_0 . \end{aligned}\right\} \tag{6.4}$$

Considerând curentul I_0 descompus în componentele sale I_{0a} şi I_μ, I_{0a} va fi un curent activ, iar I_μ un curent reactiv (inductiv) în raport cu forţa electromotoare E. Se poate considera deci că I_{0a} este produs de tensiunea E, aplicată unei rezistenţe R_{Fe}, iar I_μ — de aceeaşi tensiune, aplicată unei reactanţe X_μ. $R_{Fe} I_{0a}^2 = EI_{0a}$ va reprezenta pierderile în fier, iar $X_\mu I_\mu^2 = EI_\mu$ va reprezenta puterea reactivă de magnetizare a transformatorului. Deaceea R_{Fe} se numeşte rezistenţa de pierderi în fier, iar X_μ — reactanţa de magnetizare a transformatorului.

Deoarece $E_1 = E_2' = E$, bobinajele primare şi cele secundare ale transformatorului ideal din fig. 4 se pot combina într'unul singur, stabilind astfel un circuit echivalent al transformatorului monofazat (fig. 6). Acest circuit echivalent al

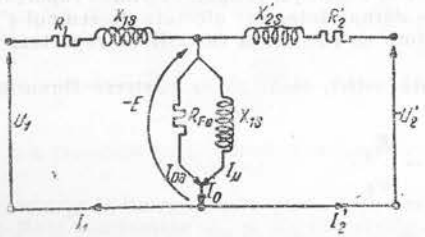


Fig. 6. Circuitul echivalent al transformatorului monofazat.

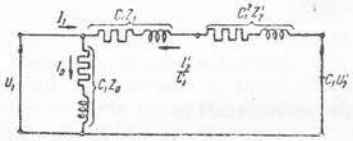


Fig. 7. Circuitul echivalent în L al transformatorului monofazat.

transformatorului este cel mai utilizat şi se numeşte circuitul în T. Există şi o variantă a acestui circuit, care este mai comodă pentru calcule, schema în L (fig. 7). Acest din urmă se poate deduce uşor din circuitul în T, prin câteva transformări simple. Semnificaţia notaţiilor din fig. 7 este:

$$\left.\begin{aligned} Z_1 &= R_1 + jX_{1s}; \\ Z_2' &= R_2' + jX_{2s}'; \\ Z_0 &= \frac{1}{\dfrac{1}{R_{Fe}} + \dfrac{1}{jX_\mu}} = R_{Fe}\frac{X_\mu^2}{R_{Fe}^2 + X_{2\mu}} + jX_\mu \frac{R_{Fe}^2}{R_{Fe}^2 + X_\mu^2}; \\ C_1 &= 1 + \frac{Z_1}{Z_0}. \end{aligned}\right\} \tag{6.5}$$

Cum, în general, $R_{Fe} \gg X_\mu$, şi punând pe C_1 sub forma $C_1 = c_1 + jc_2$, se observă că c_2 este foarte mic şi, deci:

$$C_1 \simeq c_1 \approx 1 + \frac{X_{1s}}{X_\mu}. \tag{6.6}$$

7. Funcţionarea în scurtcircuit a transformatorului monofazat. Cum rezultă şi din circuitul echivalent al transformatorului (fig. 6), în scurtcircuit transformatorul se comportă ca o impedanţă $Z_k = R_k + jX_k$. Dacă se neglijează curen-

tul de gol I_0, faţă de curentul de scurtcircuit I_k (sau se consideră R_{Fe} şi X_μ mult mai mari decât R_1, R_2, X_{1s} şi X_{2s}), rezistenţa şi reactanţa de scurtcircuit sunt egale cu:

$$\left.\begin{aligned} R_k &\approx R_1 + R_2'; \\ X_k &\approx X_{1s} + X_{2s}'. \end{aligned}\right\} \tag{7.1}$$

Eroarea care se face neglijând curentul I_0 faţă de I_k, este, în general, mai mică decât 1 %. Astfel, printr'o simplă încercare în scurtcircuit, se pot determina sumele $R_1 + R_2'$ (din pierderile în scurtcircuit) şi $X_{1s} + X_{2s}'$ (scăzând vectorial R_k din Z_k). Rezistenţa de scurtcircuit R_k, determinată direct prin încercare în scurtcircuit, rezultă mai mare decât suma $R_1 + R_2'$, determinată prin măsurări în curent continuu. Acest fapt se datoreşte pierderilor suplimentare în conductorii bobinajelor (prin curenţi turbionari) şi pierderilor suplimentare din piesele metalice masive din apropierea bobinajelor (miez, tiranţi, pereţii cuvei, etc.).

Incercarea în scurtcircuit se face la o tensiune scăzută U_k, astfel ca în bobinajele transformatorului să circule curentul nominal I_n. Rezultă:

$$U_k = I_n Z_k. \tag{7.2}$$

Tensiunea de scurtcircuit u_k se exprimă în procente din tensiunea nominală:

$$u_k = \frac{U_k}{U_n} 100\,\%. \tag{7.3}$$

Tensiunea procentuală de scurtcircuit u_k este cuprinsă între 3 şi 6 %, pentru transformatorii normali, până la 1 000 kVA, şi între 6 şi 15 %, pentru puteri mai mari.

8. Căderea de tensiune în sarcină. Pentru a determina căderea de tensiune secundară — diferenţa dintre tensiunea secundară la funcţionarea în gol şi cea din sarcină — tensiunea primară rămânând neschimbată — se poate pleca dela ecuaţiile generale (5.2) ale transformatorului, sau dela una dintre circuitele echivalente ale acestuia (fig. 6 şi 7). Cel mai comod pentru astfel de calcule este circuitul echivalent din fig. 7. Efectuând calculele, se găseşte căderea de tensiune:

$$\Delta \overline{U} = \overline{U}_1 - \overline{U}_2' = \overline{U}_1 \frac{Z_2'}{Z_0} + (Z_1 + C_1 Z_2')\,\overline{I}_1 =$$

$$= \overline{U}_1 \frac{Z_1 + 2\,C_1 Z_2'}{C_1 Z_0} - \frac{Z_1 + C_1 Z_2'}{C_1}\,\overline{I}_2'. \tag{8.1}$$

Conform relaţiilor (6.5), $C_1 = 1 + \dfrac{Z_1}{Z_0}$ şi cum în general, Z_1 este de circa 5 %, Z_0 de circa 2 000 % din impedanţa nominală a transformatorului $\left(Z_n = \dfrac{U_n}{I_n}\right)$, se poate considera $C_1 = 1$. In mod analog, evaluând ordinul de mărime al impedanţei Z_2' se pot neglija termenii care au la numitor pe Z_0, astfel încât relaţia aproximativă a căderii de tensiune în sarcină devine:

$$\Delta \overline{U} = \overline{U}_1 - \overline{U}_2' = (Z_1 + Z_2')\,\overline{I}_1 \approx -(Z_1 + Z_2')\,\overline{I}_2' = -Z_k \overline{I}_2'. \tag{8.2}$$

adică este egală cu tensiunea de scurtcircuit.

Aproximaţia care se face în acest fel este mică (circa 1—2 %) şi calculul se uşurează foarte mult. Circuitul echivalent simplificat al transformatorului rezultă ca în fig. 8, adică un dipol compus din rezistenţa şi din reactanţa de scurtcircuit.

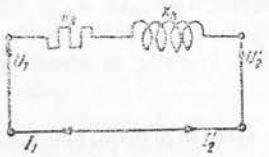


Fig. 8. Circuitul echivalent simplificat al transformatorului.

Diagrama vectorială corespunzătoare acestei funcţionări, este reprezentată în fig. 9.

Dacă se neglijează, în fig. 9, diferenţa dintre decalajele φ_1 şi φ_2 ale tensiunilor U_1 şi U_2, căderea de tensiune ΔU se poate scrie:

$$\Delta U = U_1 - U_2' = IR_k \cos \varphi + I X_k \sin \varphi. \quad (8.3)$$

Împărţind ambii membri ai relaţiei (8.3) cu U_1 şi notând cu u_r şi u_x căderile de tensiune procentuale în rezistenţa şi în reactanţa de scurtcircuit, căderea de tensiune procentuală nominală u_φ este:

$$u_\varphi = u_r \cos\varphi + u_x \sin\varphi. \quad (8.4)$$

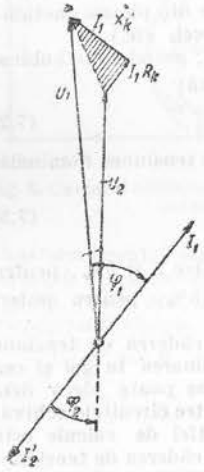


Fig. 9. Diagrama vectorială simplificată a transformatorului în sarcină.

Dacă se notează cu ψ argumentul impedanţei de scurtcircuit $\left(\operatorname{tg} \psi = \frac{X_k}{R_k}\right)$, căderea de tensiune nominală u_φ se poate scrie:

$$u_\varphi = u_k \cos (\varphi - \psi). \quad (8.5)$$

Deci căderea de tensiune va fi maximă pentru $\varphi = \psi$, adică pentru un factor de putere $\cos \varphi$ destul de mic şi inductiv. Se observă că, pentru sarcini capacitive ($\varphi < 0$), este posibilă o ridicare de tensiune la bornele secundarului $\left(u_\varphi < 0, \text{ pentru } \varphi < \psi - \frac{\pi}{2}\right)$.

9. **Randamentul transformatorului.** Randamentul este egal cu raportul dintre puterea utilă P_2 (secundară) şi puterea absorbită P_1 (primară):

$$\eta = \frac{P_2}{P_1} = \frac{P_2}{P_2 + p_{Fe} + p_{Cu}}, \quad (9.1)$$

unde p_{Fe} sunt pierderilor în fier — care se pot considera independente de sarcină, iar p_{Cu} sunt pierderile în cupru, $p_{Cu} = R_k I_2'^2$.

Dacă se neglijează căderea de tensiune în sarcină ($U_2' = \text{const}$), se poate presupune că puterea P_2 variază proporţional cu curentul I_2'. Împărţind numitorul şi numărătorul expresiei (9.1) cu I_2', se obţine:

$$\eta = \frac{U_2' \cos \varphi_2}{U_2' \cos \varphi_2 + \frac{p_{Fe}}{I_2'} + R_k I_2'}.$$

Maximul acestei expresii, considerând $U_2' \cos \varphi_2 = \text{const}$, se obţine pentru:

$$\frac{p_{Fe}}{I_2'} = R_k I_2',$$

sau:

$$p_{Fe} = R_k I_2'^2 = p_{Cu}. \quad (9.2)$$

Deci maximul randamentului transformatorului corespunde acelui curent care face pierderile în cupru egale cu pierderile în fier. Ţinând seamă de acest lucru, transformatorii se pot proiecta astfel, încât maximul de randament să corespundă sarcinii celei mai frecvente. Pentru acest motiv, raportul dintre pierderile în cupru la sarcina nominală şi pierderile în fier la transformatorii de iluminat se ia egal cu 2 (randament maxim la 70 % din sarcina nominală), iar la transformatorii de forţă, se ia apropiat de 1 (randament maxim la sarcina nominală).

Piderderile şi randamentul nominal, ale transformatorilor până la 1 800 kVA, sunt date în STAS 1703-50.

C. Transformatorul trifazat

10. **Observaţii generale.** Pentru realizarea unui transformator trifazat se pot utiliza trei transformatori monofazaţi, legaţi în stea sau în triunghi (atât circuitele primare, cât şi cele secundare — separat). Acest mod de realizare a transformatorilor trifazaţi nu se utilizează decât în cazuri cu totul speciale, de exemplu atunci când transformatorul trifazat unic ar fi prea mare spre a fi transportat pe calea ferată, sau la transformatori de măsură — unde nu trebue să existe cuplaje mutuale între bobinele diverselor faze, etc.

Transformatorii trifazaţi folosiţi deobicei se fac cu trei coloane aşezate în linie (fig. 10). Aceşti transformatori cu coloane sunt asimetrici (din punctul de vedere al lungimii circuitului magnetic corespunzător unei faze) şi cu flux forţat (suma fluxurilor care se închid numai prin fier este nulă; dacă suma fluxurilor nu este nulă, suplimentul de flux trebue să se închidă prin aer, dela un jug la altul). Există şi transformatori cu coloane simetrice şi flux forţat (fig. 11), transformatori trifazaţi în manta (fig. 12) şi transformatori trifazaţi cu cinci coloane şi cu flux liber (fig. 13), ultimii fiind utilizaţi mai ales ca transformatori de măsură.

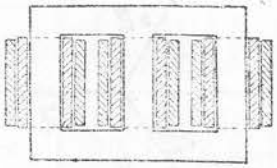


Fig. 10. Transformator trifazat asimetric, cu coloane.

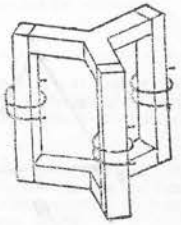


Fig. 11. Transformator trifazat simetric, cu coloane.

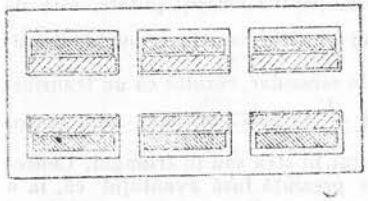


Fig. 12. Transformator trifazat în manta.

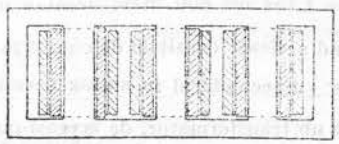


Fig. 13. Transformator trifazat cu cinci coloane.

La aceeaşi putere, greutatea de cupru a oricărui tip de transformator trifazat (inclusiv trei transformatori monofazaţi legaţi trifazat) este aceeaşi, însă diferă mult greutatea fierului. Transformatorii trifazaţi asimetrici, cu coloane şi cu flux forţat, au cea mai mică greutate de fier la aceeaşi putere, ei fiind, în acelaşi timp,

şi cei mai simpli din punct de vedere constructiv. Aceasta este explicaţia marii lor răspândiri — deşi prezintă anumite desavantaje, datorită construcţiei asimetrice şi forţării fluxului.

11. Conexiunile transformatorilor trifazaţi.

α) *Conexiuni de bază.* Bobinajele de înaltă sau de joasă tensiune ale transformatorilor trifazaţi pot fi legate în stea sau în triunghi. Pe partea de joasă tensiune se mai utilizează un al treilea mod de conexiune, conexiunea în zigzag.

In fig. 14, *a* este reprezentată conexiunea în triunghi a celor trei bobinaje ale transformatorului trifazat. Triunghiul tensiunilor între faze s'a reprezentat

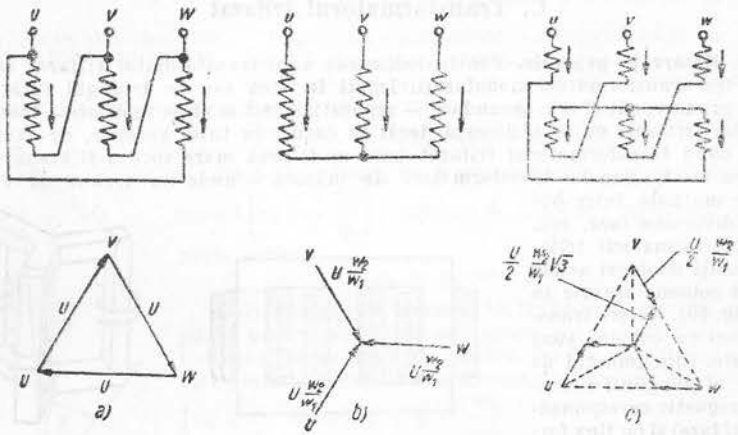


Fig. 14. Conexiunile bobinajelor transformatorilor trifazaţi.

în partea de jos a fig. 14, *a*. In fig. 14, *b* sunt reprezentate conexiunea în stea şi diagrama vectorială a tensiunilor corespunzătoare, iar în fig 14, *c*, conexiunea în zigzag şi compunerea tensiunilor în bobinaje (cu *U* s'a notat tensiunea care s'ar induce, dacă toate spirele ar fi bobinate pe aceeaşi coloană).

Greutatea de cupru a bobinajului în zigzag, pentru aceeaşi putere, este de $\frac{2}{\sqrt{3}} = 1{,}154$ ori mai mare decât a unui bobinaj în stea sau în triunghi. Considerând aceleaşi densităţi de curent în primar şi în secundar, rezultă că un transformator cu secundarul în zigzag necesită de $\frac{1}{2} + \frac{1}{\sqrt{3}} = 1{,}077$ ori mai mult cupru decât un transformator, de aceeaşi putere, conectat în stea sau în triunghi. Conectarea în zigzag a secundarului transformatorilor prezintă însă avantajul că, la o sarcină secundară desechilibrată, curenţii primari vor fi mult mai echilibraţi (sarcina de pe o fază secundară se repartizează pe două faze primare).

β) *Grupe de conexiuni.* Deoarece, atât bobinajul primar, cât şi cel secundar, pot avea diferite conexiuni, şi deoarece unei conexiuni în primar îi pot corespunde altfel de conexiuni în secundar, rezultă mai multe combinaţii posibile.

Conexiunile uzuale sunt următoarele şase: stea-stea, stea-triunghi, stea-zigzag, triunghi-stea, triunghi-triunghi şi triunghi-zigzag.

Dar, deoarece unul dintre bobinaje, de exemplu cel secundar, poate fi înfăşurat în sens invers faţă de celălalt, rezultă, pentru fiecare dintre conexiunile de mai sus, două posibilităţi; deci în total sunt 12 moduri de conexiune uzuale.

Aceste 12 moduri de conexiune sunt clasate în patru grupe. Grupele se deosebesc între ele prin unghiul de decalaj între tensiunea primară compusă (între faze) şi tensiunea secundară compusă (între faze).

Unghiul de decalaj depinde de:

— sensul de înfăşurare al bobinajelor;

— legăturile capetelor bobinajelor la borne sau, ceeace este acelaşi lucru, de notaţia bornelor;

— modul de conexiune al bobinelor primarului şi secundarului.

Este de observat că acest unghi este totdeauna un multiplu de 30°. Cele patru grupe în trecut erau notate cu literele A, B, C şi D, iar astăzi se notează cu un număr care indică unghiul de decalaj *):

In grupa de conexiune 12, decalajul dintre tensiunile înalte şi cele joase este nul. Din această grupă fac parte conexiunile Dd-12 (A_1), Yy-12 (A_2) şi Dz-12 (A_3).

Tabela 1 Conexiunile transformatorilor trifazaţi în ulei, până la 1 800 kVA, tensiune până la 35 kV şi frecvenţă de 50 Hz, adoptate de STAS 1704-50

Simbol		Diagrama vectorială		Schema de conexiune		Domeniul de utilizare
		Tensiune		Tensiune		
Standard	Folosit în trecut	înaltă	joasă	înaltă	joasă	
Yy-12	A_2					Transformatori coboritori, pentru distribuţie de forţă. Transformatori ridicători
Dy-11	D_1					Transformatori coboritori pentru distribuţie de lumină. Firul neutru se poate încărca 100%.
Yd-11	D_2					Transformatori ridicători, pentru centrale şi staţii
Yz-11	D_3					Acelaşi ca la Dy-11, numai până la 100 kVA
Dy-5	C_1					Acelaşi ca la conexiunea Dy-11
Yd-5	C_2					Acelaşi ca la Yd-11
Yz-5	C_3					Acelaşi ca la Yz-11

*) Conexiunile au simbolul format din două litere (o literă mare şi alta mică) şi dintr'un număr. Literele indică felul conexiunilor. *Y* şi *y* reprezintă conexiunea în stea, *D* şi *d* reprezintă conexiunea în triunghi, iar *z* — conexiunea în zigzag. Numărul înmulţit cu 30° indică unghiul de decalaj. Toate conexiunile care poartă acelaşi număr fac parte din aceeaşi grupă de conexiune.

Grupa de conexiune 6 este răsturnata grupei 12 şi introduce un decalaj de 180°: Dd-6 (B_1), Yy-6 (B_2) şi Dz-6 (B_3). Schimbând legăturile sfârşiturilor — cu cele ale începuturilor bobinajelor de joasă tensiune, se trece din grupa 12 în grupa 6 (sau invers). Acest mod de realizare a conexiunilor din grupa 6 practic nu se aplică decât la bobinajele în triunghi — deoarece începuturile bobinajelor trebue să fie totdeauna la jugul superior al transformatorului (pentru a scoate capetele la bornele din capac). Deaceea, grupa răsturnată 6 se realizează, deobicei, cu sens de înfăşurare invers în secundar, faţă de cel din primar.

Grupa de conexiune 5 introduce un decalaj de $5 \times 30° = 150°$ şi cuprinde conexiunile Dy-5 (C_1), Yd-5 (C_2) şi Yz-5 (C_3). Grupa 11 este răsturnata grupei 5, introducând decalaje de $11 \times 30° = 330°$: Dy-11 (D_1), Yd-11 (D_2) şi Yz-11 (D_3).

In tabela 1 se dau conexiunile adoptate de STAS 1704-50 pentru transformatorii până la 1 800 kVA.

Conexiunile A_1 A_3, B_1, B_2, şi B_3 sunt utilizate foarte rar, şi deaceea nu au fost menţionate în standard.

Prin permutarea ciclică a capetelor bobinajelor se pot obţine decalaje suplimentare de 120° sau de 240°. Astfel, de exemplu, la grupa 5 se pot obţine decalaje de $5 \times 30° = 150°$, $150° + 120° = 270°$ şi $150° + 240° = 390° \rightarrow -30°$. Făcând acest raţionament pentru toate cele patru grupe de conexiune, se observă că se pot obţine 12 unghiuri de decalaje, din 30° în 30° (30°, 60°, 90°... 300°, 330°, 360°).

γ) *Domeniul de utilizare a diferitelor grupe de conexiune.* La transformatorii trifazaţi de distribuţie se pot obţine două tensiuni, dacă secundarul este legat în stea (sau în zigzag) şi este scos punctul neutru. Reţeaua de iluminat şi aparatele monofazate de mică putere se alimentează, în acest caz, cu tensiunea pe fază — între punctul neutru şi una dintre faze, iar consumatorii de putere mai mare (motoare, etc.), se alimentează deobicei trifazat — dela cele trei faze. Consumatorii monofazaţi, alimentaţi între o fază şi nul, sau între două faze, produc o încărcare asimetrică a transformatorului. Această încărcare asimetrică poate turbura echilibrul electric şi magnetic al transformatorilor trifazaţi din anumite clase de conexiune, fapt care determină limitarea domeniului de utilizare al anumitor conexiuni.

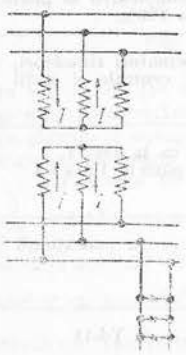


Fig. 15. Sarcină monofazată, legată între faze, la transformatorul stea-stea.

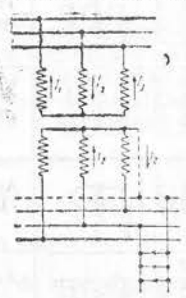


Fig. 16. Sarcină monofazată, legată între o fază şi neutru, la transformatorul stea-stea.

In adevăr, orice transformator trebue să se găsească în echilibru electric, adică f.e.m. produse în bobinajele primare trebue să echilibreze tensiunile aplicate, — cum şi în echilibru magnetic, adică forţele magnetomotoare ale curenţilor de sarcină să nu modifice fluxul util.

Sarcină monofazată legată între faze. Această sarcină (fig. 15) nu turbură echilibrul magnetic al transformatorului; în adevăr, pe fiecare coloană a transformatorului, forţa magnetomotoare rezultantă este nulă (dacă se neglijează curentul de magnetizare).

Sarcină monofazată legată între o fază şi neutru. Conexiunea stea-stea (fig. 16). Curentul secundar circulă numai într'un singur bobinaj (o fază a transformatorului), închizându-se prin conductorul

neutru. In primar, însă, suma curenţilor trebuind să fie nulă, vor circula curenţi şi prin celelalte două bobinaje ale transformatorului, astfel ca (v. fig. 16):

$$I_1 + I_2 + I_3 = 0.$$

Neglijând curentul de magnetizare şi presupunând, pentru simplificare, că $w_1 = w_2$, ecuaţiile echilibrului forţelor magnetomotoare pe circuitele magnetice ale fazelor 1—2 şi 2—3, pentru transformatorul cu flux forţat dau:

$$I_1 + I_2 - i_2 = 0;$$
$$-I_2 - I_3 + i_2 = 0.$$

Din aceste trei relaţii se deduc:

$$I_1 = I_3 = \frac{1}{3} i_2;$$

$$I_2 = \frac{2}{3} i_2.$$

Rezultă că pe niciuna dintre coloane, luată singură, nu este îndeplinită condiţia de echilibru a forţelor magnetomotoare şi că pe toate trei coloanele există o forţă magnetomotoare rezultantă egală cu $\frac{1}{3} w i_2$, îndreptată în sensul lui i_2. Din acest motiv, în fiecare coloană se va produce un flux care se închide prin aer şi induce în fiecare bobinaj câte o forţă electromotoare, în fază pentru toate cele trei bobinaje. Cum rezultă din fig. 17, aceste forţe electromotoare au ca efect deplasarea punctului neutru şi deci produc o asimetrie a tensiunilor secundare. In fig. 17, tensiunile $\overline{M'R'}$, $\overline{M'S'}$ şi $\overline{M'T'}$ sunt induse de fluxurile principale (produse de tensiunile primare), iar tensiunile suplimentare $\overline{R'R}$, $\overline{S'S}$ şi $\overline{T'T}$ sunt induse de cele trei fluxuri egale şi în fază, produse de desechilibrul forţelor magnetomotoare. Tensiunile rezultante în fiecare fază vor fi deci $\overline{M'R}$, $\overline{M'S}$ şi $\overline{M'T}$. Punctul neutru al tensiunilor, în loc să se afle în centrul de greutate M al triunghiului RST, se deplasează în M', $\overline{M'M}$ fiind egal cu tensiunea indusă de fluxul suplimentar într'o fază. Decalajul tensiunilor suplimentare $\overline{R'R} = \overline{S'S} = \overline{T'T} = \overline{M'M}$ este determinat de felul sarcinii transformatorului.

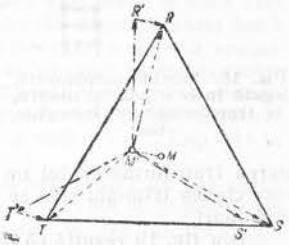


Fig. 17. Deplasarea punctului neutru.

Fluxul suplimentar, de desechilibru, închizându-se prin aer şi piesele feromagnetice înconjurătoare (de exemplu prin cuva transformatorului), produc în piesele masive pierderi suplimentare, care pot determina încălziri excesive ale acestora.

Pentru aceste două motive — deplasarea punctului neutru şi pierderile suplimentare — transformatorii stea-stea nu se utilizează decât pentru sarcini trifazate (alimentare prin trei fire — fără fir neutru). Aceşti transformatori nu se folosesc deci decât la transport sau la distribuţie de forţă, iar punctul neutru se lasă izolat sau se leagă la pământ. In acest din urmă caz, încărcarea firului neutru nu trebue să fie mai mare decât 10% din curentul nominal.

In cazul transformatorilor cu flux liber, cu conexiunea stea-stea, sarcinile monofazate (între punctul neutru şi o fază) produc o deplasare foarte accentuată a

punctului neutru, deoarece fluxul suplimentar, produs de forţa magnetomotoare $\frac{1}{3} wi_2$, trebue să învingă o reluctanţă mică. Chiar la sarcini monofazate foarte mici, punctul neutru se va deplasa până se va suprapune punctului reprezentativ al fazei la care este legată sarcina, şi steaua tensiunilor secundare va deveni un V. Rezultă că, practic, transformatorii cu flux liber, nu pot fi încărcaţi între o fază şi nul.

In fig. 18 este arătată încărcarea între nul şi fază a *transformatorului conectat triunghi-stea*. Echilibrul magnetic al transformatorului este satisfăcut; deci funcţio-

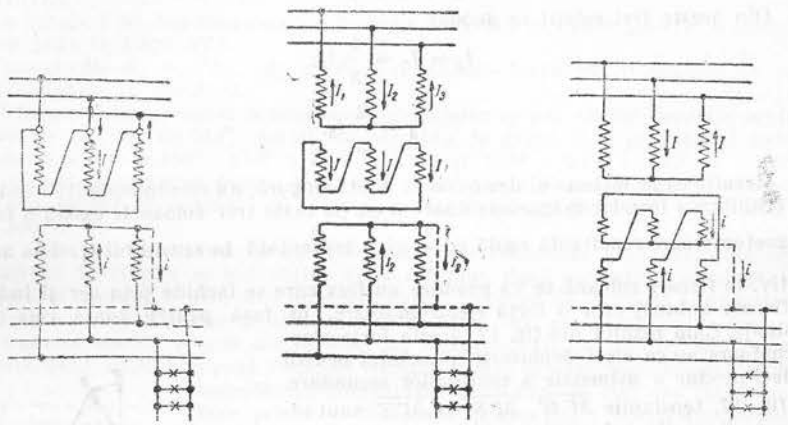


Fig. 18. Sarcină monofazată, legată între o fază şi neutru, la transformatorul triunghi-stea.

Fig. 19. Sarcină monofazată, legată între o fază şi neutru, la transformatorul stea-stea cu înfăşurare terţiară.

Fig. 20. Sarcină monofazată, legată între o fază şi neutru, la transformatorul stea-zigzag.

narea transformatorului nu este turburată la o sarcină a firului neutru. Deaceea conexiunea triunghi-stea se utilizează, pentru distribuţia cu patru fire — la puteri mai mari.

Din fig. 19 rezultă că *la transformatorii stea-stea şi cu înfăşurarea terţiară* (trei bobine legate în serie, ca în fig. 19) nu se mai produce desechilibrul magnetic constatat la transformatorii stea-stea simpli. Aici curentul *I* din înfăşurarea terţiară echilibrează forţele magnetomotoare ale fiecări coloane a transformatorului. Punctul neutru nu se mai deplasează şi nu apare nici fluxul suplimentar.

La *transformatorii conectaţi în stea-zigzag* (fig. 20) nu apar disimetrii magnetice şi sarcina secundară se repartizează pe două faze primare. Aceşti transformatori se utilizează pentru distribuţia cu patru fire, la puteri mici, unde firul neutru poate să fie încărcat până la curentul nominal al transformatorului.

In concluzie, pentru transformatorii de mare putere (transport) se utilizează conexiunile A_2 (la tensiuni înalte, neutru puţin încărcat), C_1 (transformatori coborîtori de tensiune) şi C_2 (transformatori ridicători de tensiune). Pentru reţele de distribuţie se utilizează conexiunile A_2 (distribuţii de forţă, cu trei fire), C_1 şi D_1 (distribuţie de lumină cu patru fire, la puteri mari), C_3 şi D_3 (distribuţie de lumină cu patru fire, până la 100 kVA). Pentru redresorii ionici (cu vapori de mercur) trifazaţi se utilizează conexiunile A_2, A_3, B_2, B_3, C_1, C_3. şi D_1, D_3.

GOST 401-41 limitează conexiunile de folosit şi precizează totodată utilizările lor, cum urmează:

Conexiunea Yy_0-12 este indicată la sarcină de lumină şi de forţă pentru tensiune înaltă până la 35 kV. Se va folosi la transformatori până la 560 kVA, când tensiunea secundară este de 230 V, iar când tensiunea secundară este de 400 V, pentru transformatori până la 1 800 kVA. Dacă sarcina este desechilibrată, curentul în conductorul neutru nu trebue să depăşească 25% din curentul nominal de joasă tensiune.

Pentru tensiuni secundare mai înalte şi anume de 525 V şi puteri până la 1 800 kVA, sau pentru tensiuni peste 525 V şi puteri până la 5 600 kVA, este indicată conexiunea Yd-11.

In sfârşit, pentru transformatorii staţiilor la care sunt legate linii de transport este indicată conexiunea Y_0d-11, şi anume, pentru tensiunea primară de 110 kV, tensiunea secundară de 3 150 V şi puterea de 3 200 kVA; aceeaşi conexiune este indicată pentru tensiunea primară de 6,3 kV, tensiunea secundară de 3 300 V şi puterea de 7 500 kVA.

Conexiunea în stea cu neutrul aparent pe partea de înaltă tensiune permite punerea la pământ.

12. Funcţionarea transformatorilor trifazaţi în regim asimetric.

α) *Metoda componentelor simetrice.* In paragraful precedent au fost analizate fenomenele care se produc în transformatorii trifazaţi încărcaţi monofazat. Funcţionarea cu sarcină monofazată este numai un caz particular al funcţionării cu sarcini desechilibrate a transformatorilor trifazaţi. In general, o sarcină se numeşte desechilibrată, când curenţii absorbiţi de ea din linie nu sunt simetrici, adică decalaţi între ei cu 120° şi formând un sistem direct (dacă şi tensiunile liniei formează un sistem direct).

Afară de acest regim de funcţionare, poate exista şi un regim în care tensiunile (pe fază sau între faze) nu formează un sistem simetric (tensiuni egale şi decalate între ele cu câte 120°). Cazul cel mai general de funcţionare asimetrică a transformatorilor trifazaţi (şi, în general, a unui sistem trifazat) este acela în care atât tensiunile, cât şi curenţii, nu formează sisteme trifazate simetrice. Studiul funcţionării în astfel de regimuri este mult uşurat, prin introducerea *metodei componentelor simetrice*. Conform acestei metode, orice sistem de trei vectori se poate descompune într'un sistem simetric de trei vectori, formând un sistem direct, într'un sistem simetric de trei vectori formând un sistem invers şi într'un sistem simetric de trei vectori, formând un sistem homopolar (a se vedea Vol. I. cap. III-U, § 380 ş. u.).

Funcţionarea transformatorilor trifazaţi în regim simetric este un caz particular al funcţionării în cazul general: componentele inverse şi cele homopolare ale tensiunilor şi curenţilor sunt nule. In acest caz se pot aplica, pentru fiecare fază a transformatorului, relaţiile de funcţionare ale transformatorului monofazat, cum şi circuitul echivalent corespunzător. In cazul general (tensiuni şi curenţi desechilibraţi), nu se mai lucrează cu un circuit echivalent direct — deoarece ar fi prea complicat —, ci cu trei circuite echivalente — corespunzătoare celor trei componente simetrice.

Pentru a putea aplica metoda componentelor simetrice la studiul funcţionării transformatorilor trifazaţi în regim asimetric, trebue cunoscute impedanţele simetrice (directe, inverse şi homopolare) ale diferitelor tipuri de transformatori. Cum, în general, în practică nu se întâlnesc decât transformatori trifazaţi cu flux forţat (trei coloane), se vor considera numai impedanţele (mai pecis, reactanţele, deoarece rezistenţele se neglijează în calcule) simetrice ale acestora, care depind de conexiunea transformatorului.

β) *Impedanţele directe şi cele inverse.* Transformatorul fiind o maşină electrică fără forţe electromotoare proprii (independente de tensiunile şi de curenţii din linie), impedanţele sale directe şi inverse sunt egale. Se va considera deci numai impedanţa directă.

Impedanţa unui aparat sau a unei maşini electrice este egală cu raportul dintre căderea de tensiune între bornele sale şi curentul care-l străbate. Determinarea impedanţei se efectuează, practic, aplicând o tensiune cunoscută aparatului sau maşinii electrice şi determinând curentul absorbit. Şi în cazul impedanţelor directe, procedeul va fi acelaşi, numai că aparatul (sau maşina electrică) va fi alimentat cu un sistem direct de tensiuni trifazate şi se va face raportul între tensiunea directă aplicată şi curentul direct rezultat.

Rezultă că impedanţa directă (sau inversă) a unui transformator trifazat este egală cu impedanţa de scurtcircuit Z_k a acestuia (la încercare se scurtcircuitează secundarul, pentru a măsura numai impedanţa transformatorului, nu şi pe cea a receptorilor). Acest lucru este valabil pentru orice conexiune a transformatorului.

In cazul transformatorilor din grupele 6, respectiv 5 şi 11, se va ţine seama că în secundar sistemul simetric (direct sau invers) suferă o rotire de 180°, respectiv de 150° şi de 330° (atât tensiunile, cât şi curenţii).

γ) *Impedanţa homopolară* a unui transformator trifazat are sens numai în cazul existenţei unui punct neutru (bobinaje conectate în stea sau în zigzag). Această impedanţă depinde foarte mult de conexiunea bobinajelor. Deasemenea, trebue să se facă deosebire şi între cele două posibilităţi de a alimenta transformatorii cu punct neutru: alimentare cu trei fire sau cu patru fire (trei faze şi nul). In cele ce urmează se vor considera numai conexiunile uzuale.

Conexiunile A_2 şi B_2 (Yy); alimentare cu trei fire. In acest caz, reactanţa homopolară este mare, fluxul homopolar închizându-se între juguri. Determinarea la platforma de încercări a impedanţei homopolare, se face punând în scurtcircuit bornele secundare şi alimentând secundarul, între bornele scurtcircuitate şi punctul neutru, cu o tensiune monofazată; impedanţa homopolară a unei faze va fi de trei ori impedanţa astfel măsurată. Bobinajul primar se poate lăsa deschis, deoarece în el nu va curge niciun curent.

Conexiunile A_2 şi B_2 (Yy); alimentare cu patru fire. In acest caz, impedanţa homopolară este egală cu impedanţa de scurtcircuit. Măsurarea la platformă se face ca în cazul precedent, dar legând şi bornele primare, în scurtcircuit şi la neutru.

Conexiunile C_1, C_2, D_1 şi D_2 (Dy). Impedanţa homopolară este egală cu impedanţa de scurtcircuit (bobinajul în triunghi constituie un scurtcircuit pentru tensiunile homopolare). Determinarea experimentală a impedanţei homopolare se face legând bornele secundare (stea) în scurt circuit şi alimentând cu tensiunea monofazată între aceste borne şi neutru; impedanţa homopolară, egală cu cea de scurtcircuit, are de trei ori valoarea impedanţei astfel măsurate.

Conexiunile A_2 şi B_2 cu bobinaj terţiar. Impedanţa homopolară este egală cu impedanţa de scurtcircuit dintre bobinajul în stea şi bobinajul terţiar (legat în triunghi). Bobinajul terţiar se utilizează, în cazul transformatorilor de înaltă tensiune (conectaţi Yy), pentru a micşora impedanţa homopolară. Forma cea mai răspândită a bobinajului terţiar este cea de bare care îmbrăţişează toate trei coloanele transformatorului.

Conexiunile C_3, D_3 (Yz) şi A_3, B_3 (Dz). Impedanţa homopolară este egală cu impedanţa de scurtcircuit dintre cele două jumătăţi de bobină aflate pe aceeaşi coloană (una dintre cele două jumătăţi de bobină se consideră primarul, iar cealaltă — secundarul). Rezultă imediat că, la aceeaşi putere, conexiunea secundară în zigzag dă cea mai mică impedanţă homopolară şi, deci, cea mai bună comportare a transformatorului la sarcini monofazate (între fază şi nul). Măsurarea impedanţei homopolare se face alimentând cu tensiune monofazată secundarul, între neutru şi cele trei borne scurtcircuitate. Impedanţa homopolară este de trei ori impedanţa astfel măsurată. Bornele primare pot fi scurtcircuitate sau nu, tratarea lor neavând nicio influenţă.

13. Scurtcircuitul permanent al transformatorului trifazat.

α) *Scurtcircuitul permanent simetric.* Prin scurtcircuit permanent simetric al transformatorului trifazat se înţelege regimul care se stabileşte după legarea în scurtcircuit a celor trei borne secundare ale transformatorului, primarul fiind alimentat cu tensiuni simetrice. Curenţii de scurtcircuit vor fi şi ei simetrici în cele trei faze. In aceste condiţii, consideraţiile făcute la transformatorul monofazat sunt valabile şi pentru fiecare fază a transformatorului trifazat. Curentul de scurtcircuit simetric, I_{k3}, va fi deci:

$$I_{k3} = \frac{U}{Z_k}, \tag{13.1}$$

unde: U este tensiunea de alimentare, pe fază, iar Z_k — impedanţa de scurtcircuit, pe fază, a transformatorului.

Dacă în expresia (13.1) se ia pentru U valoarea nominală a tensiunii de alimentare, rezultă pentru I_{k3} o valoare foarte mare. Această valoare a curentului de scurtcircuit simetric este însă o valoare limită, care nu poate fi atinsă decât în cazul când transformatorul ar fi alimentat dela o reţea de putere foarte mare, astfel încât U să nu depindă de curentul absorbit de transformator.

β) *Scurtcircuitul permanent asimetric.* Cele mai caracteristice scurtcircuite asimetrice sunt:

— scurtcircuitul monofazat (între o fază şi neutru) şi
— scurtcircuitul bifazat (între două faze).

In § 11, aliniatul γ, s'a descris comportarea la sarcini asimetrice a diferitelor tipuri de conexiuni. Considerând scurtcircuitul ca o situaţie limită (impedanţa sarcinii egală cu zero), concluziile găsite acolo sunt aplicabile şi în cazul scurtcircuitelor asimetrice. In general, însă, comportarea transformatorilor la scurtcircuite, asimetrice sau simetrice, interesează mai ales pentru calculul curenţilor de scurtcircuit din reţele. Pentru aceste calcule, transformatorii se înlocuesc cu dipoli, mai rar cu cuadripoli, în reţelele simetrice (directă, inversă şi homopolară). Ca impedanţă de dipol a transformatorului se ia impedanţa simetrică respectivă. In cazul când se cer calcule mai precise (pentru calcule de stabilitate, de exemplu), transformatorul se pune în schema echivalentă ca un cuadripol în L, format din impedanţa de dipol şi o admitanţă de magnetizare (aceeaşi pentru toate reţelele simetrice). Din aceste scheme se poate deduce şi curentul de scurtcircuit permanent asimetric al transformatorului. Astfel, în cazul scurtcircuitului monofazat (între fază şi nul), curentul I_{k1} este:

$$I_{k1} = \frac{3U}{Z_d + Z_i + Z_h} = \frac{3U}{2Z_k + Z_h}, \tag{13.2}$$

U fiind tensiunea pe fază; Z_d, Z_i şi Z_h — impedanţele simetrice; iar Z_k — impedanţa de scurtcircuit simetric ($Z_d = Z_i = Z_k$). Curentul de scurtcircuit bifazat I_{k2} va fi:

$$I_{k2} = \frac{3U}{Z_d + Z_i} = \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot \frac{U}{Z_k} = \frac{\sqrt{3}}{2} I_{k3}. \tag{13.3}$$

Observând că impedanţa homopolară Z_h este, în general, mai mare decât impedanţa de scurtcircuit Z_k (cu excepţia transformatorilor conectaţi în zigzag), curenţii de scurtcircuit asimetric vor fi, în general, mai mici decât curentul de scurtcircuit simetric.

D. Funcţionarea în paralel a transformatorilor *)

14. **Condiţiile funcţionării optime în paralel.** Doi sau mai mulţi transformatori, de puteri egale sau diferite, funcţionează în paralel, în condiţii optime, atunci când sarcina se repartizează între aceşti transformatori proporţional cu puterile lor nominale. Deasemenea, toţi curenţii secundari ai acestor transformatori trebue să fie în fază, adică să se adune aritmetic.

Pentru funcţionarea optimă în paralel a transformatorilor trebue îndeplinite următoarele condiţii:

— Tensiunile nominale, primare şi secundare, ale tuturor transformatorilor, să fie egale. Această condiţie atrage după sine egalitatea rapoartelor de transformare.

— Componentele active şi reactive ale tensiunilor de scurtcircuit ale tuturor transformatorilor să fie egale.

— Pentru transformatorii trifazaţi se mai adaugă şi condiţia ca transformatorii să aparţină aceleiaşi grupe de conexiune.

Dacă una sau mai multe dintre condiţiile de mai sus nu sunt satisfăcute, funcţionarea în paralel a transformatorilor va fi defectuoasă sau chiar imposibilă, iar puterea maximă care poate fi obţinută dela aceşti transformatori nu este egală cu suma puterilor nominale ale transformatorilor.

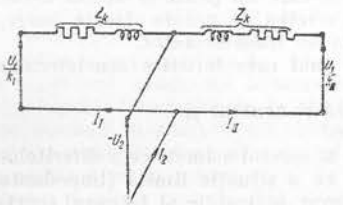


Fig. 21. Circuitul echivalent pentru funcţionarea în paralel a transformatorilor cu raporturi de transformare inegale.

15. **Funcţionarea în paralel a transformatorilor cu rapoarte de transformare inegale.** Pentru simplificare se consideră numai doi transformatori, având aceeaşi putere, aceeaşi tensiune de scurtcircuit şi aceeaşi conexiune, dar având rapoarte de transformare inegale $k_I \neq k_{II}$. Lucrând cu schema echivalentă simplificată a transformatorului (dipol), circuitul echivalent al funcţionării în paralel a celor doi transformatori consideraţi va fi cel din fig. 21. Impedanţele de scurtcircuit Z_k ale celor doi transformatori sunt egale. Pentru o sarcină secundară oarecare, caracterizată prin curentul I_2, curenţii în cei doi transformatori vor fi:

$$\left.\begin{aligned} I_I &= \frac{1}{2} I_2 + \frac{1}{2Z_k}\left(\frac{U_1}{k_I} - \frac{U_1}{k_{II}}\right); \\ I_{II} &= \frac{1}{2} I_2 - \frac{1}{2Z_k}\left(\frac{U_1}{k_I} - \frac{U_1}{k_{II}}\right). \end{aligned}\right\} \tag{15.1}$$

Tensiunea secundară în gol, U_{20}, va fi:

$$U_{20} = \frac{1}{2}\left(\frac{U_1}{k_I} + \frac{U_1}{k_{II}}\right) = \frac{k_I + k_{II}}{2k_I k_{II}} U_1, \tag{15.2}$$

adică media tensiunilor secundare în gol ale celor doi transformatori.

*) In cele ce urmează se studiază funcţionarea în paralel a transformatorilor neglijând curentul de magnetizare. Un studiu complect şi exact al funcţionării în paralel al unui număr oarecare de transformatori, ţinând seama şi de curenţii de magnetizare şi conducând la unele concluzii interesante, a fost publicat de Prof. I. S. Gheorghiu dela Politehnica din Bucureşti, în «*Extrait du Bulletin de Mathématiques et de Physique de l'Ecole Polytechnique de Bucarest*» Nr. 1, 2, 3, anul IV (1935—36).

Din relaţiile (15.1) se observă că, pentru sarcină secundară nulă ($I_2 = 0$), $I_I = -I_{II}$, adică între cei doi transformatori există un curent de circulaţie, egal cu raportul dintre diferenţa tensiunilor secundare în gol şi suma impedanţelor de scurtcircuit ale transformatorilor. La funcţionarea în sarcină, curentul de sarcină se suprapune peste curentul de circulaţie. Din această cauză, curenţii celor doi transformatori nu vor fi egali. Presupunând $k_{II} > k_I$, se constată că puterea maximă care poate fi furnizată de grupul acestor doi transformatori este determinată de valoarea maximă admisibilă a lui I_I. Curentul celuilalt transformator, I_{II}, va fi mai mic decât valoarea lui nominală, ceeace înseamnă că transformatorul nu este utilizat la puterea sa maximă. Dacă cei doi transformatori sunt de puteri diferite, fenomenul poate deveni şi mai supărător, mai ales dacă raportul de transformare al transformatorului de putere mai mică este mai mic decât cel al transformatorului de putere mai mare.

Curentul de circulaţie are valori destul de mari, chiar la diferenţe mici între rapoartele de transformare. Astfel, presupunând $k_{II}/k_I = 1{,}01$ şi $Z_k = 5\,\%$, rezultă că acest curent de circulaţie este de circa 9,9 % din curentul nominal. Grupul celor doi transformatori nu va putea fi încărcat decât la 90,1 % din suma puterilor lor nominale, unul dintre transformatori dând 50% din puterea totală (puterea sa nominală), iar celălalt, numai 40,1 % (80,2 % din puterea sa nominală).

Pentru motivele arătate mai sus, STAS 1704-50 prevede că raportul de transformare nu trebue să difere cu mai mult decât $\pm$ 0,5 % faţă de valoarea nominală.

16. **Funcţionarea în paralel a transformatorilor cu tensiuni de scurtcircuit inegale.** Pentru simplificare se poate considera funcţionarea în paralel a unor transformatori cu rapoarte de transformare egale, din aceeaşi grupă de conexiune, dar cu tensiuni de scurtcircuit şi cu puteri nominale diferite. La funcţionarea în paralel, fiecare transformator se va încărca astfel, încât căderile de tensiune ($U_{20} - U_2$) să fie aceleaşi, adică:

$$I_I Z_{kI} = I_{II} Z_{kII} = \ldots I_n Z_{kn}. \tag{16.1}$$

Rezultă de aici imediat că, pentru ca transformatorii să se încarce proporţional cu puterile lor nominale, trebue ca şi tensiunile lor de scurtcircuit să fie egale (ca modul şi argument). In cazul când această condiţie nu este îndeplinită, încărcarea transformatorilor va fi neuniformă şi puterea maximă a grupului de transformatori nu va fi egală cu suma puterilor nominale ale transformatorilor. Scriind că suma vectorială a curenţilor este egală cu curentul de sarcină şi ţinând seamă de faptul că puterile sunt proporţionale cu curenţii (tensiunea fiind aceeaşi la toţi transformatorii), se poate stabili puterea P_i cu care se încarcă fiecare transformator dacă puterea absorbită de sarcină este P:

$$P_i = \frac{Z_{kt}}{Z_{ki}} P = \frac{P_{Ni}}{U_{ki}}\left(\frac{U_{kt}}{P_{Nt}}\right) P, \tag{16.2}$$

unde:

$$Z_{kt} = \frac{1}{\sum_{i=1}^{n} \frac{1}{Z_{ki}}} \quad \text{şi} \quad \frac{U_{kt}}{P_{Nt}} = \frac{1}{\sum_{i=1}^{n} \frac{P_{Ni}}{U_{ki}}},$$

iar P_{Ni} este puterea nominală a transformatorului i.

Deci transformatorii se încarcă invers proporţional cu impedanţa de scurtcircuit, sau invers proporţional cu valoarea tensiunii de scurtcircuit.

STAS 1703-50 prevede că diferenţa dintre tensiunile de scurtcircuit ale transformatorilor care funcţionează în paralel nu trebue să depăşească $\pm$ 10 %. In cazuri

excepţionale se pot lega în paralel şi transformatori cu tensiuni de scurtcircuit diferite, cu condiţia ca sarcina totală a grupului de transformatori să fie astfel stabilită, încât niciunul dintre transformatori să nu fie supraîncărcat; aceasta conduce la utilizarea incomplectă a grupului de transformatori.

17. **Funcţionarea în paralel a transformatorilor din grupe de conexiune diferite.** Funcţionarea în paralel a doi transformatori din grupe de conexiune diferite nu este admisibilă, deoarece rezultă un curent de circulaţie foarte mare. In adevăr, considerând doi transformatori de aceeaşi putere, de aceeaşi tensiune de scurtcircuit şi cu acelaşi raport de transformare, dar unul din grupa 12 (A), iar celălalt din grupa 11(D), din cauza decalajului de (12—11) 30° = 30° dintre tensiunile secundare corespunzătoare, va rezulta un curent de circulaţie:

$$I_c = \frac{2U \sin \frac{30^\circ}{2}}{2Z_k} = 0{,}259 \frac{U}{Z_k} = 0{,}259\ I_{k3}. \qquad (17.1)$$

Deci curentul de circulaţie ar fi de circa un sfert, din curentul de scurtcircu trifazat, adică mult mai mare decât curentul nominal al transformatorilor.

In mod excepţional se pot lega în paralel transformatorii din grupele inverse (12 cu 6 şi 11 cu 5), dacă se inversează bornele într'o anumită ordine; acest procedeu nu se recomandă, însă, deoarece poate da naştere la confuzii.

E. Curentul de magnetizare al transformatorului

18. **Curentul de magnetizare al transformatorului monofazat.** Dacă se alimentează un transformator monofazat dela o reţea cu tensiune sinusoidală, se poate considera că şi fluxul magnetic al transformatorului va fi sinusoidal în timp (dacă se neglijează, căderile de tensiune în bobinajul primar). Curba de variaţie în timp

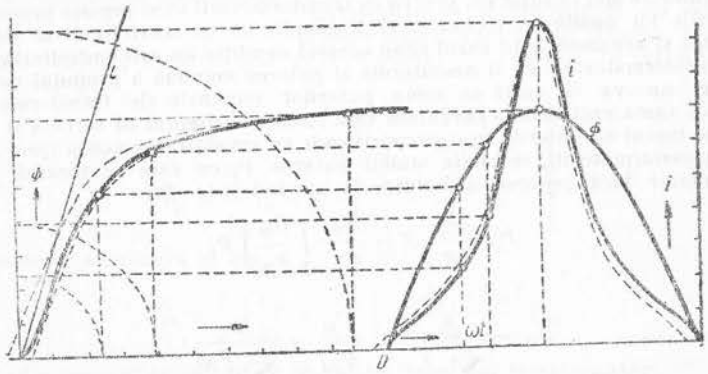


Fig. 22. Construirea curbei de variaţie în timp a curentului de magnetizare i, din curba fluxului Φ şi caracteristica de magnetizare a transformatorului.

a curentului de magnetizare al transformatorului rezultă direct din caracteristica magnetică a miezului transformatorului şi din curba de variaţie în timp a fluxului.

In fig. 22, în stânga, este reprezentată caracteristica de magnetizare $\Phi = f(i)$ a unui transformator. Curba punctată ţine seamă şi de fenomenul de hysteresis.

Dacă permeabilitatea fierului ar fi infinită, caracteristica de magnetizare s'ar transforma în linia dreaptă L, care reprezintă caracteristica de magnetizare a întrefierurilor dela îmbinarea miezului. In partea dreaptă a fig. 22 este reprezentată variaţia fluxului Φ în funcţie de ωt, la aceeaşi scară a fluxurilor ca şi caracteristica de magnetizare. Pentru o anumită valoare a fluxului, se determină pe caracteristica de magnetizare curentul respectiv, a cărui valoare se trece la ordonata ωt, care corespunde valorii alese a fluxului. Astfel se poate construi, prin puncte, curba de variaţie în timp a curentului de magnetizare i. Curba punctată a lui i ţine seama de hysteresis. Se observă că influenţa hysteresis-ului este mică.

Descompunând curentul de magnetizare în armonice se observă că, pe lângă fundamentala de aceeaşi frecvenţă ca fluxul, se obţin şi armonice superioare de ordin impar, şi anume: armonica 3 — în opoziţie cu fundamentala, armonica 5 — în fază cu fundamentala, etc. Armonicele sunt cu atât mai mari, cu cât transformatorul lucrează mai saturat.

Curentul de magnetizare nesinusoidal produce însă şi o deformare a tensiunii reţelei. Chiar dacă forţa electromotoare a generatorilor care alimentează reţeaua este sinusoidală, căderile de tensiune produse în generatori de curenţii de armonică superioară deformează tensiunea la borne, mai ales căderile de tensiune inductive, care sunt proporţionale cu frecvenţa armonicei de curent. Tensiunea deformată a generatorilor influenţează şi ea curentul de magnetizare, până se stabileşte un echilibru. In această situaţie, armonicele curentului de magnetizare al transformatorului sunt mai mici decât cele ce ar rezulta dintr'o variaţie sinusoidală a fluxului, iar curba fluxului se aplatisează.

19. **Curentul de magnetizare al transformatorilor trifazaţi.**

α) *Observaţii introductive.* La transformatorii monofazaţi, curentul de magnetizare conţine o infinitate de armonice de ordin impar, în special armonicele 3 şi 5. In cazul transformatorilor trifazaţi, fenomenul de magnetizare este mai complicat şi depinde de construcţia miezului transformatorului (cu flux liber sau cu flux forţat) şi de conexiunea bobinajelor. Studiul magnetizării transformatorilor trifazaţi trebue făcut deci separat pentru fiecare conexiune. Mai jos sunt descrise cazurile cele mai frecvente.

β) *Primarul conectat în stea cu linie neutră, secundarul în stea.* Se consideră transformatorul cu primarul conectat în stea şi cu punctul neutru conectat la linia neutră a reţelei trifazate. Secundarul poate fi conectat în stea sau în zig-zag.

In cazul transformatorilor simetrici cu flux liber (trei transformatori monofazaţi sau transformatori trifazaţi în manta), cei trei curenţi de magnetizare, determinaţi ca în cazul transformatorului monofazat, vor fi egali şi decalaţi cu o treime de perioadă. Armonicele de ordinul trei şi multiplu de trei ale curentului de magnetizare formează un sistem homopolar de curenţi şi se vor închide prin linia neutră. Fundamentalele curenţilor de magnetizare şi armonicele de ordin nemultiplu de trei formează sisteme trifazate simetrice, deci suma lor este nulă şi nu se vor închide prin linia neutră.

In cazul transformatorilor asimetrici cu flux forţat (cu trei coloane), din cauza lungimii diferite a circuitelor magnetice, curenţii de magnetizare ai diferitelor faze nu mai sunt egali. Din acest motiv, prin linia neutră a transformatorului vor circula şi curenţi de ordin diferit de multiplu de trei. Dacă se notează cu i_I, i_{II} şi i_{III} valorile instantanee ale curenţilor de magnetizare din cele trei faze, curentul din linia neutră va fi:

$$i_0 = i_I + i_{II} + i_{III}.$$

γ) *Primarul conectat în stea, fără linie neutră.* Intr'un transformator trifazat cu primarul conectat în stea, legat la o reţea fără linie neutră, curenţii de armonică

trei şi multiplu de trei, sau, în general, curenţii homopolari, nu mai pot circula. Deci suma curenţilor celor trei bobinaje trebue să fie nulă în fiecare moment. In cazul transformatorilor cu circuit magnetic simetric, această condiţie este îndeplinită pentru fundamentalele curenţilor de magnetizare şi pentru armonicele de ordin diferit de multiplu de trei, însă nu este îndeplinită pentru armonicele de ordin multiplu de trei. La o variaţie sinusoidală a fluxului Φ, curentul de magnetizare i ar trebui să aibă forma din fig. 22 sau din fig. 23. Cum însă curentul de armonică trei i_3 nu poate să circule, scăzând valoarea acestuia din curentul de magnetizare i, se obţine curba $i - i_3$ a curentului de magnetizare (fig. 23). Acestui curent îi corespunde însă o curbă a fluxului Φ_2, mult aplatisată, care conţine o armonică importantă de ordinul trei*). Aceste trei armonice de ordinul trei ale fluxului sunt în fază în toate cele trei coloane ale transformatorului şi deci se vor aduna. La transformatorii cu flux forţat, aceste fluxuri vor trebui să se închidă prin aer sau prin cuva transformatorului — dela un jug la celălalt, iar la transformatorii cu flux liber, prin fier (coloanele nebobinate).

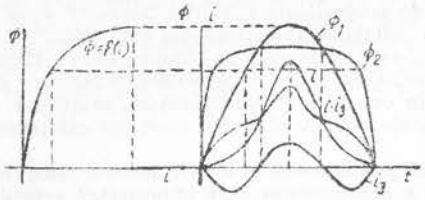


Fig. 23. Magnetizarea forţată a transformatorului.

Deci suprimarea armonicelor de ordin multiplu de trei din curentul de magnetizare se traduce prin apariţia unor armonice de flux de acelaşi ordin; acest fenomen se numeşte, deobicei, *magnetizare forţată a transformatorului*.

Armonicele de flux induc în bobinajul secundar armonice de tensiune, de frecvenţă 3-, 9-, 15-, etc. ori frecvenţa fundamentală. Tensiunile induse în cele trei bobinaje sunt în fază. In cazul conectării în stea a secundarului, aceste tensiuni nu apar în tensiunile dintre faze. In cazul conectării în triunghi a secundarului, aceste tensiuni se adună şi sunt scurtcircuitate de bobinajul în triunghi. Curenţii care rezultă produc o reacţie asupra armonicelor de flux şi le micşorează. La transformatorii cu secundarul nelegat în triunghi se poate prevedea un *bobinaj terţiar*, în esenţă un bobinaj suplimentar, legat în triunghi, pentru micşorarea armonicelor de flux din miezul transformatorilor trifazaţi. Bobinajul terţiar serveşte totodată şi pentru reducerea reactanţei homopolare a transformatorului (v. § 12) şi, în acest caz, se execută sub forma unor spire (bare) care îmbrăţişează toate trei coloanele transformatorului (fig. 24).

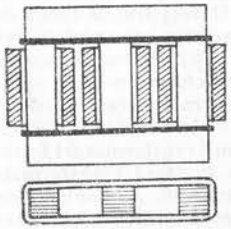


Fig. 24. Realizarea practică a bobinajului terţiar.

La transformatorii cu circuit magnetic asimetric (transformatori cu coloane aşezate în linie), curenţii de magnetizare ai celor trei faze nu sunt egali; şi anume mai mic pentru coloana din mijloc, şi mai mare pentru coloanele laterale. Intrucât suma curenţilor trebue să fie nulă, se produce o deplasare a punctului neutru al transformatorului şi apare un flux homopolar, similar cu cel al armonicelor de ordin multiplu de trei, care se închide între juguri (prin aer sau fier, după cum transformatorul este cu flux forţat sau liber) şi care conţine toate armonicele de flux, incluziv fundamentala. Conectarea în triunghi a secundarului sau utilizarea unui bobinaj terţiar produc aceleaşi efecte ca şi în cazul armonicelor de flux de ordin multiplu de trei.

*) Trebue remarcat că deducerea curbei fluxului Φ_2 din caracteristica de magnetizare — cu ajutorul curbei curentului ($i - i_3$) — se poate face numai în cazul când caracteristica de magnetizare pentru fluxul de armonică trei este aceeaşi ca şi pentru fluxul fundamental. La transformatorii cu flux forţat, acest lucru nu este adevărat.

δ) *Primarul conectat în triunghi.* Dacă primarul transformatorului este conectat în triunghi, curenţii de magnetizare ai diferitelor bobinaje sunt independenţi şi se determină ca în cazul transformatorilor monofazaţi. In curentul de linie nu există curenţi de armonică de ordin multiplu de trei, ei închizându-se în interiorul bobinajului. Nici asimetria transformatorului nu provoacă dificultăţi, deoarece suma curenţilor luaţi din reţea este totdeauna nulă.

20. **Regimul tranzitoriu la cuplarea transformatorului la reţea.** La cuplarea la reţea a unui transformator, al cărui secundar este deschis, în regimul tranzitoriu care ia naştere, curentul primar poate atinge valori foarte mari, cum se va arăta mai jos. Considerând tensiunea de alimentare u_1 sinusoidală:

$$u_1 = U\sqrt{2}\cos(\omega t + \alpha),$$

unde α este unghiul de fază în momentul cuplării (la $t = 0$), ecuaţia diferenţială a fenomenului traniztoriu este:

$$u_1 = U\sqrt{2}\cos(\omega t + \alpha) = R_1 i_1 + w_1 \frac{d\Phi}{dt}. \tag{20.1}$$

Intre fluxul Φ şi curentul de magnetizare i_1 există relaţia dată de caracteristica de magnetizare a transformatorului. Integrând ecuaţia (20.1), pentru condiţiile iniţiale: $t = 0$, $i_1 = 0$ şi $\Phi = \Phi_r$, Φ_r fiind fluxul remanent al transformatorului, se obţine:

$$\Phi = \Phi_r + \frac{U\sqrt{2}}{w_1\omega}[\sin(\omega t + \alpha) - \sin\alpha] - \frac{R_1}{w_1}\int_0^t i_1\,dt. \tag{20.2}$$

Notând cu Φ_p valoarea fluxului staţionar (care se stabileşte după amortizarea regimului tranzitoriu):

$$\Phi_p = \frac{U\sqrt{2}}{w_1\omega}\sin(\omega t + \alpha) = \Phi_{pm}\sin(\omega t + \alpha), \tag{20.3}$$

ecuaţia fluxului (20.2) se mai poate scrie:

$$\Phi = \Phi_r + \Phi_p - \Phi_{pm}\sin\alpha - \frac{R_1}{w_1}\int_0^t i_1\,dt. \tag{20.4}$$

Valoarea maximă a fluxului Φ se obţine în cazul când fluxul remanent Φ_r este pozitiv şi unghiul α, din momentul cuplării, este $\alpha = -\frac{\pi}{2}$, după un timp egal cu o jumătate de perioadă din momentul cuplării, când $\sin(\omega t + \alpha) = 1$. Se observă că, pentru $\alpha = -\frac{\pi}{2}$, tensiunea u_1 în momentul cuplării este nulă. Valoarea maximă a fluxului este dată deci de:

$$\Phi_m = \Phi_r - 2\Phi_{pm} - \frac{R_1}{w_1}\int_0^{\frac{T}{2}} i_1\,dt. \tag{20.5}$$

In fig. 25 s'a reprezentat variaţia fluxului Φ pentru $\alpha = -\frac{\pi}{2}$ şi $R_1 = 0$. Curba curentului i_1 se deduce ca la magnetizarea obişnuită a transformatorilor, cu ajutorul caracteristicei de magnetizare. Fenomenul nu este amortizat, tocmai

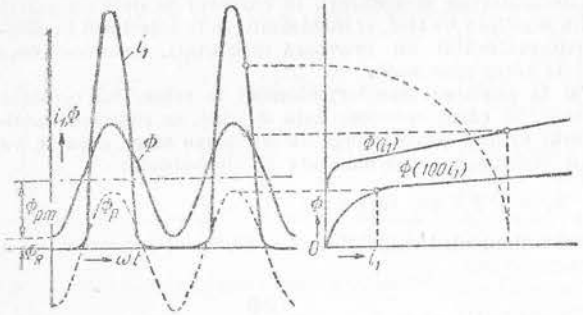


Fig. 25. Curentul la conectarea transformatorului a reţea. în ipoteza că rezistenţa este nulă.

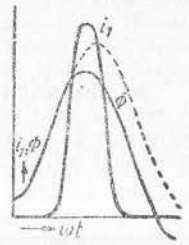


Fig. 26. Curentul la conectarea transformatorului la reţea, ţinând seamă de rezistenţa bobinajului.

din cauză că s'a presupus $R_1 = 0$. In fig. 26 se arată variaţia reală a fluxului Φ (linie plină), când se ţine seamă de rezistenţa R_1, în comparaţie cu curba fluxului din ipoteza că $R_1 = 0$ (linie punctată). Curba curentului i_1 corespunde fluxului Φ din cazul real. Valoarea curentului i_1 este mult mai redusă, din cauza prezenţei rezistenţei, şi se obţine şi o amortizare a curentului, cum se arată în fig. 27.

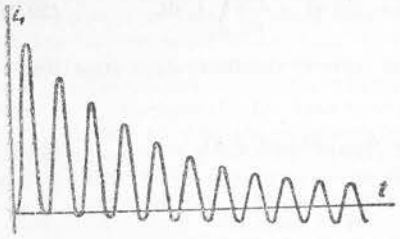


Fig. 27. Amortizarea curentului de conectare la reţea.

Şocul de curent, la conectarea transformatorilor la reţea, poate să fie foarte mare. Dacă în serviciu normal inducţia în miezul transformatorului este de 14 000 gauşi, curentul de conectare la reţea poate să fie de 50—80 de ori mai mare decât curentul de magnetizare normal, iar la inducţii mai mari, chiar la 100 — 200 de ori. Acest curent se amortizează relativ încet (6—20 s), dar nu este periculos pentru transformator. Totuşi, el poate acţiona protecţia transformatorului şi deci poate provoca decuplarea lui dela reţea. Pentru a evita acest lucru, se leagă în serie cu transformatorul o rezistenţă care se scurtcircuitează după cuplare. Valoarea acestei rezistenţe se alege astfel, încât la curentul nominal al transformatorului să producă o cădere de tensiune de 2 — 5 % din tensiunea nominală.

F. Regimurile tranzitorii ale transformatorilor

21. Clasificarea regimurilor tranzitorii. Orice variaţie a uneia dintre mărimile care caracterizează funcţionarea transformatorului—tensiune, frecvenţă, curent, etc. — şi care produce trecerea dela un regim staţionar la altul, produce în transformator un regim tranzitoriu. Deşi durata regimurilor tranzitorii este mică, totuşi acestea pot avea efecte însemnate, uneori chiar periculoase, asupra transformatorului.

După cauzele care produc regimurile tranzitorii în transformatori, se deosebesc:
— regimul tranzitoriu la cuplarea transformatorului la reţea;
— regimul tranzitoriu al scurtcircuitului brusc;
— regimul tranzitoriu al supratensiunilor (unde de şoc).

Regimul tranzitoriu care se produce la cuplarea transformatorului la reţea este influenţat mult de caracterul neliniar al curbei de magnetizare a fierului, din care motiv a fost desvoltat în subcapitolul precedent.

Regimul tranzitoriu care se produce în cazul scurtcircuitării brusce a secundarului unui transformator prezintă o importanţă deosebită, datorită forţelor electrodinamice foarte mari care se exercită între bobinaje, şi datorită efectelor termice mărite.

Regimul tranzitoriu al supratensiunilor (unde de şoc) este important, deoarece în decursul lui tensiunile se repartizează neuniform în lungul bobinajelor şi se pot produce străpungeri ale izolaţiei.

22. Regimul tranzitoriu al scurtcircuitului brusc.

α) *Curentul de scurtcircuit brusc.* In cazul unui scurtcircuit brusc, curentul care se stabileşte în transformator se exprimă prin relaţia:

$$i_k = I_k \sqrt{2} \left[\cos(\omega t + \alpha - \psi) - e^{-\frac{\omega t}{\operatorname{tg}\psi}} \cos(\alpha - \psi)\right], \tag{22.1}$$

unde:

$I_k = \frac{U}{\sqrt{R_k^2 + X_k^2}}$ şi $\operatorname{tg}\psi = \frac{R_k}{X_k}$, iar unghiul α reprezintă faza tensiunii U, în momentul cuplării. Curentul de scurtcircuit brusc se compune deci din curentul de scurtcircuit permanent I_k şi dintr'o componentă de curent continuu, care se amortizează exponenţial. Pentru $\alpha = \psi$, după o jumătate de perioadă ($\omega t = \pi$) dela producerea scurtcircuitului brusc, se obţine valoarea instantanee maximă a curentului de scurtcircuit:

$$I_{km} = I_k \sqrt{2} \left(1 + e^{-\frac{\pi}{\operatorname{tg}\psi}}\right). \tag{22.2}$$

Factorul de majorare $\left(1 + e^{-\frac{\pi}{\operatorname{tg}\psi}}\right)$ este cu atât mai mare, cu cât rezistenţa de scurtcircuit R_k este mai mică în comparaţie cu reactanţa de scurtcircuit X_k. Pentru transformatorii de mică putere, ei are valoarea de 1,2 — 1,3, iar pentru cei de putere mare, de 1,5 — 1,7.

β) *Fenomene termice în scurtcircuit.* Scurtcircuitul transformatorului, chiar dacă este de scurtă durată, produce încălzirea puternică a bobinajelor, din cauza curenţilor mari care circulă prin acestea. Pentru calculul căldurii degajate trebue efectuată integrala:

$$Q = R_k \int_0^t i_k^2 \, dt. \tag{22.3}$$

In cazul cel mai defavorabil ($\alpha = \psi$), integrând relaţia (22.3) pentru un timp suficient de lung pentru ca exponenţiala să se amortizeze (practic, trei constante de timp), expresia cantităţii de căldură, exprimată în jouli, va fi:

$$Q = R_k I_k^2 t + R_k I_k^2 \frac{1}{\omega} \operatorname{tg}\psi \,(1 - 4\cos^2\psi). \tag{22.4}$$

Cel de al doilea termen al părţii din dreapta reprezintă cantitatea de căldură datorită suprapunerii componentei de curent continuu amortizate exponenţial. Observând că tg ψ, este în general de ordinul 4 — 10, rezultă că, pentru timpuri t, de ordinul fracţiunilor de secundă se poate neglija cel de-al doilea termen faţă de primul. Deci încălzirea bobinajelor nu este mult influenţată de faptul că scurtcircuitul este stabilit brusc.

γ) *Forţe mecanice între bobinaje.* Când în bobinajele unui transformator circulă curenţi, între spirele acestor bobinaje se vor exercita forţe electrodinamice — de atracţie sau de repulsie —, după cum curenţii circulă în acelaşi sens sau în sensuri contrare. Mărimea acestor forţe este influenţată şi de prezenţa fierului (coloane, juguri) în apropierea bobinajelor. In funcţionarea normală a transformatorului, aceste forţe sunt mici, însă devin foarte importante în scurtcircuit, fiind proporţionale cu pătratul curentului transformatorului.

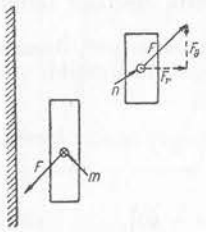


Fig. 28. Forţele electrodinamice dintre bobinajele transformatorului.

In fig. 28 s'a reprezentat schematic o secţiune prin bobinele unui transformator. Intre două elemente m şi n ale celor două bobinaje se exercită forţa de repulsie F (curenţii circulă în sensuri contrare). Această forţă se poate descompune în două componente:

— o componentă radială F_r, care tinde să comprime sau să întindă bobinajele, şi

— o componentă axială F_a, care tinde să deplaseze bobinele în sens axial.

Făcând suma forţelor care se exercită între diferitele elemente ale bobinajelor, se poate găsi forţa rezultantă care acţionează asupra bobinajelor.

Afară de forţele radiale şi axiale, care se exercită între bobinajul primar şi cel secundar, în bobinaje mai apar şi forţe interioare care tind să comprime bobinajele (datorită atracţiei dintre elementele din acelaşi bobinaj, parcurse de curenţi de acelaşi sens).

Forţele radiale, deşi au valori relativ mari, nu sunt prea periculoase, căci ucrează în sensul întinderii sau al comprimării conductorilor bobinajului — care rezistă foarte bine la astfel de solicitări.

Forţele axiale, spre deosebire de cele radiale, nu apar la orice fel de bobinaje. In particular, dacă cele două bobinaje — primar şi secundar — au spirele uniform repartizate pe lungimea lor, au aceeaşi înălţime şi sunt aşezate faţă în faţă (cu capetele la aceleaşi niveluri), forţa axială rezultantă este nulă. Bobinajele sunt rigidizate de forţele interioare. Dacă însă se schimbă poziţia relativă a celor două bobinaje, adică *se deniveleazǎ* capetele, apare imediat o forţă axială care tinde să mărească denivelarea. Acelaşi lucru se întâmplă şi dacă bobinele nu au înălţime egală sau spirele nu sunt uniform repartizate în secţiunea bobinajelor. Forţa axială lucrează totdeauna în sensul acelei deplasări a bobinajului, care măreşte nductanţa de scăpări. Expresia forţei axiale este:

$$F_a = \frac{1}{2} I^2 \frac{dL_s}{dx}, \qquad (22.5)$$

I şi L_s referindu-se la acelaşi bobinaj, iar dx este deplasarea elementară (virtuală) a bobinajului, în sens axial.

In cazul scurtcircuitului, forţa axială poate să ia valori foarte mari, dacă transformatorul nu a fost bine conceput pentru a se micşora valoarea acestei forţe prin modul de aşezare a bobinajelor. Există însă cazuri când nu se poate evita aşezarea denivelată a bobinajelor (transformatori pentru redresori) şi atunci trebue luate măsuri constructive pentru consolidarea bobinajelor. Se cunosc cazuri când, la o aprindere inversă a redresorului (care este echivalentă cu un scurtcircuit), din cauza forţelor axiale, bobinajele au smuls jugul transformatorului şi au forfecat capacul cuvei în care era aşezat transformatorul.

Deaceea, prezintă un mare interes calcularea forţelor axiale care apar în cazul scurtcircuitelor. Există multe metode de calcul al acestor forţe, însă ştiinţa nu şi-a spus încă ultimul cuvânt în această privinţă *).

Pentru a micşora cât mai mult forţele axiale la transformatori, se recomandă ca să se realizeze o compensare a amperspirelor (primare cu secundare, neglijând curentul de magnetizare) pe porţiuni cât mai mici din înălţimea bobinajelor. Pentru a se obţine forţe axiale nule, această compensare ar trebui să existe în orice punct al înălţimii bobinajelor (bobinaje cu spirele uniform distribuite, de înălţime egală şi aşezate faţă în faţă).

STAS 1703-50 prevede că transformatorii trebue să suporte, fără deteriorări sau deformaţii permanente, scurtcircuite produse la bornele secundare sub valoarea nominală a tensiunii primare şi pentru priza care corespunde situaţiei celei mai defavorabile, fără însă ca curentul de scurtcircuit să depăşească de 25 de ori valoarea curentului nominal, durata în secunde a scurtcircuitului fiind de $\frac{900}{k^2}$ (k este raportul dintre valoarea curentului de scurtcircuit şi curentul nominal).

23. Supratensiuni în transformatori.

α) *Cauzele şi caracterul supratensiunilor.* Supratensiunile care ajung la bobinele transformatorului pot fi datorite mai multor cauze. Dintre acestea trebue menţionate supratensiunile de origine atmosferică (trăsnet direct sau tensiune indusă), supratensiunile datorite comutării porţiunilor de reţea, cum şi supratensiunile datorite întreruperii scurtcircuitelor şi cele atribuite arcului intermitent de punere la pământ. Din punctul de vedere al formei undei de supratensiune, se deosebesc unde aperiodice simple şi compuse, caracteristice supratensiunilor de origine atmosferică, şi unde periodice, caracteristice supratensiunilor de origine internă.

Supratensiunile datorite comutărilor din reţea nu depăşesc mai mult de 2,5 ori tensiunea pe fază a reţelei. Supratensiunile atribuite arcului intermitent sunt de cel mult 7—8 ori tensiunea pe fază, iar supratensiunile de origine atmosferică pot ajunge de la 7—12 ori tensiunea pe fază a reţelei. Periculoase se consideră numai supratensiunile care depăşesc de 3,5 ori tensiunea pe fază a liniei, adică numai supratensiunile de origine atmosferică şi cele atribuite arcului intermitent.

β) *Comportarea transformatorilor la unde de supratensiune.* Când unda de supratensiune pătrunde în transformator, repartizarea tensiunii dealungul bobinajului se schimbă. La frecvenţele obişnuite, transformatorul se consideră ca o inductanţă. La unde de supratensiune sau la frecvenţe superioare intră însă în joc şi capacităţile dintre spire şi dintre spire şi pământ, astfel că, dacă se neglijează rezistenţa, pentru bobinajul transformatorului se obţine circuitul echivalent din fig. 29, în care L sunt inductanţele, C_B sunt capacităţile dintre porţiunile vecine de bobinaj, iar C_P — capacitatea acestora faţă de pământ.

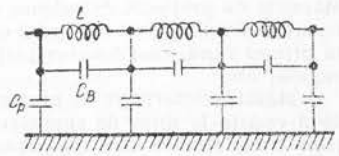


Fig. 29. Circuitul echivalent al bobinajului unui transformator, pentru unde de şoc de tensiune de frecvenţă mare.

*) Stadiul actual al acestei probleme este expus de Acad. I. S. Gheorghiu, profesor la Institutul Politehnic din Bucureşti, într'un articol publicat în revista « *Studii şi Cercetări Energetice* » a Academiei R.P.R., Tom. I, Nr. 3—4 (1951). O nouă metodă în variantă pentru determinarea acestei forţe a fost stabilită de colectivul Institutului de Energetică al Academiei R.P.R., condus de Acad. Prof. I. S. Gheorghiu şi ajutat de ing. Al Fransua. şi ing. A. Moraru.

In primul moment al pătrunderii undei de supratensiune în transformator, inductanţele L nu au nici un rol şi repartiţia tensiunii depinde numai de raportul C_P/C_B. In fig. 30 se arată forma curbei de repartiţie a tensiunii dealungul bobinajului, în primul moment, şi anume în fig. 30, *a* pentru un bobinaj cu capătul pus la pământ, iar în fig. 30, *b*, pentru un bobinaj cu capătul izolat.

In momentele următoare pătrunderii undei de şoc în transformator, datorită interacţiunii inductanţelor şi capacităţilor, curba de repartiţie a tensiunilor dealungul bobinajului se schimbă în funcţie de forma undei de şoc. Variaţia repartiţiei tensiunilor este arătată în fig. 31, pentru o undă de şoc care descreşte exponenţial.

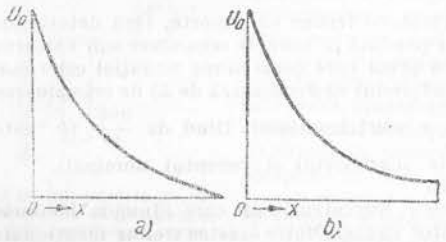


Fig. 30. Repartizarea tensiunii dealungul bobinajului, în momentul pătrunderii în transformator a undei de şoc.

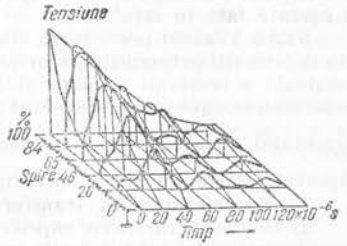


Fig. 31. Variaţia în timp şi dealungu bobinajului a tensiunii la un transformator obişnuit.

Din această figură rezultă că, la $t = 0$, între borna de intrare cu 100 % spire şi priza dela 84 % spire se aplică aproape jumătate din tensiunea undei. Gradientul de tensiune este maxim la intrarea bobinajului şi scade foarte mult spre capătul de ieşire al bobinajului. Deci spirele dela intrare vor avea de suferit, izolaţia lor putând fi străpunsă.

γ) *Protejarea transformatorilor contra supratensiunilor.* Pentru a limita efectele vătămătoare ale undelor de supratensiune asupra transformatorilor, se iau anumite măsuri de protecţie, care pot fi exterioare sau interioare în raport cu transformatorul. Măsurile de protecţie exterioare urmăresc micşorarea amplitudinii undei de supratensiune şi aplatisarea frontului ei. Intre aceste măsuri de protecţie trebue amintite, în primul rând, coordonarea justă a izolaţiei, utilizarea descărcătorilor cu acţiune rapidă, etc.

Măsurile interioare de protecţie urmăresc mărirea capacităţii transformatorilor de a rezista la unde de supratensiune. Pe lângă metoda întăririi izolaţiei bobinajelor transformatorului, principala cale urmată în acest sens este aceea a repartizării cât mai uniforme a gradientului de tensiune datorit undelor de şoc, dealungul bobinajului transformatorului. In acest fel, izolaţia va fi uniform solicitată şi transformatorul va rezista mai bine la acţiunea undelor de supratensiune.

Pentru a se obţine o repartiţie cât mai uniformă a gradientului de tensiune dealungul spirelor bobinajului, trebue micşorat raportul C_P/C_B. Pentru valoarea nulă a acestui raport (imposibil de realizat în practică) se obţine un gradient de tensiune constant în orice punct al bobinajului. Se tinde deci să se micşoreze capacitatea C_P faţă de pământ şi să se mărească capacitatea C_B dintre spire. Pentru aceasta, spirele dela intrarea bobinajului de înaltă tensiune se fac din bandă lată de cupru, bobinată pe lat, izolată cu materiale cu rigiditate dielectrică mare şi cu permitivitate mare. Se mai utilizează şi aşa numitele *inele de gardă*, care sunt nişte inele de cupru secţionate (ca să nu formeze spire în scurtcircuit), aşezate la

ntrarea bobinelor de înaltă tensiune şi legate electric cu prima spiră. Aceste inele măresc capacitatea dintre spirele dela intrarea bobinei şi deci micşorează gradientul de tensiune aplicat acestor spire. Intărirea izolaţiei spirelor de intrare ale bobinajului de înaltă tensiune nu este recomandabilă, deoarece se micşorează mult capacitatea dintre aceste spire şi deci creşte gradientul de tensiune care li se aplică *).

La transformatorii de medie şi de joasă tensiune este suficient să se întărească izolaţia dintre spire, pentru a-i proteja faţă de undele de supratensiune.

Pentru transformatorii de înaltă tensiune, soluţia cea mai bună este utilizarea *bobinajelor antirezonante*. In această construcţie, tensiunea de şoc se repartizează aproape liniar dealungul bobinajului. Principiul bobinajelor antirezonante este mărirea capacităţii dintre spire. Pentru a realiza acest lucru, s'au propus mai multe sisteme, dintre care unul prevede intercalarea de capacităţi exterioare între diferitele secţiuni ale bobinajului.

G. Transformatori speciali

24. **Generalităţi.** La transformatori, noţiunea de «special» nu are o semnificaţie bine precizată. In general se acceptă această denumire pentru transformatorii a căror *utilizare* este alta decât aceea a transformării curentului electric pentru transportul şi distribuţia energiei electrice sau a căror *construcţie* este diferită de cea uzuală. Astfel, printre transformatorii speciali, sunt unii care sunt construiţi în acelaşi scop ca şi cei menţionaţi până acum, dar principiul de construcţie este mai complicat. Astfel este cazul transformatorilor cu reglajul tensiunii sub sarcină. Alţii, din contră, au principiul construcţiei simplificat; aceştia sunt autotransformatorii. In alte cazuri, atât utilizarea, cât şi construcţia, au un caracter special. Astfel sunt transformatorii de sudură, de măsură **), de încercări, etc.

Se deosebesc numeroase tipuri de transformatori speciali, dintre care cei mai importanţi vor fi descrişi în cele ce urmează.

25. **Transformatori cu reglaj sub sarcină.**

α) *Observaţii introductive.* In majoritatea cazurilor, transformatorii pentru transportul şi distribuţia energiei electrice au posibilitatea reglării tensiunii în trepte. STAS 440-49 prevede că transformatorii în ulei cu puteri până la 1 800 kVA, pot fi prevăzuţi cu trei trepte de reglaj: − 5 %, 0 şi + 5 %. Schimbarea de pe o treaptă pe alta se poate face numai când transformatorul este scos de sub tensiune. Reglajul se obţine cu ajutorul a două bobine de reglaj *a* şi *b* (fig. 32) care fac parte din bobinajul de înaltă tensiune. Cu ajutorul unui comutator *C* se pot introduce, în bobinajul de înaltă tensiune succesiv, două, una sau nicio bobină de reglaj.

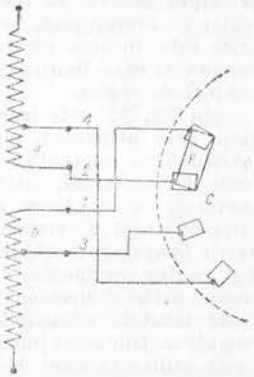


Fig. 32. Schema reglajului transformatorului scos de sub tensiune.

Pentru transformatorii de mare putere, este avantajos ca reglajul tensiunii să se poată face sub sarcină. La transformatorii de interconexiune, reglajul tensiunii sub sarcină devine o cerinţă de primul ordin. Din această cauză, există o tendinţă tot mai accentuată ca transformatorii de mare putere să se facă cu reglaj de tensiune sub sarcină. Limitele obişnuite ale reglajului tensiunii sunt de ± 10 %, dar aceste limite sunt uneori

*) Totuşi, în practică se utilizează, pe scară largă procedeul de a întări izolaţia spirelor de intrare (la circa 7 % din spirele totale la fiecare capăt). Dacă izolaţia acestor spire este destul de rezistentă, în cazul unor unde de supratensiune se străpunge izolaţia spirelor următoare. Astfel, acest procedeu nu rezolvă problema protecţiei contra undelor de şoc.

**) Transformatorii de măsură sunt trataţi în Vol. I Cap. IV (Măsurători electrice şi magnetice) § 76—100.

depăşite. Schema utilizată pentru reglajul transformatorului scos de sub tensiune nu poate fi aplicată la reglajul sub sarcină, deoarece, în timpul trecerii comutatorului de pe o poziţie pe alta, ar trebui, fie să se întrerupă circuitul bobinajului, fie să se scurtcircuiteze o bobină de reglaj. In cazul reglajului sub sarcină, trebue evitate ambele aceste fenomene supărătoare.

Reglajul sub sarcină al tensiunii se face şi la transformatori de mică putere, însă numai pentru utilizări speciale. In aceste cazuri, reglajul se face deobicei de 100 % (dela zero la tensiunea nominală).

Reglajul sub sarcină al tensiunii se poate obţine, fie prin schimbarea raportului de transformare, fie prin legarea în serie cu transformatorul principal a unor transformatori de putere mai mică, cu tensiune variabilă. Reglajul tensiunii poate fi făcut în trepte mari, în trepte mici sau continuu.

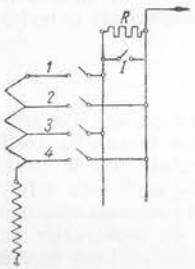


Fig. 33. Schemă de reglaj cu rezistenţă de comutare.

β) *Reglajul sub sarcină, prin schimbarea raportului de transformare.* Acest mod de reglaj se realizează prin introducerea sau scoaterea din circuit a anumitor porţiuni ale unuia dintre bobinajele transformatorului. Deobicei, reglajul se face pe bobinajul de înaltă tensiune, pentru a nu avea de comutat curenţi prea mari. Bobinajul pe care se face reglajul este împărţit în două părţi distincte: un bobinaj obişnuit şi un bobinaj de reglaj, prevăzut cu prize intermediare — cu ajutorul cărora se poate obţine variaţia dorită a numărului de spire (deci şi a raportului de transformare).

Una dintre principalele probleme ale reglajului sub sarcină este trecerea de pe o treaptă de reglaj pe alta. Schemele de comutare care se ocupă cu această problemă sunt multe şi variate. Ca principiu general la toate aceste scheme, în timpul trecerii de pe o priză de reglaj pe următoarea, bobina de reglaj dintre aceste prize este închisă pe o impedanţă (rezistenţă sau reactanţă) care limitează curentul de scurtcircuit al bobinei de reglaj.

In fig. 33 este reprezentată o schemă de reglaj, care utilizează pentru comutare o rezistenţă (eventual, o rectanţă). In mod normal, întrerupătorul *I* este închis, astfel încât prin rezistenţa de comutare *R* nu trece curent. Presupunând închis întrerupătorul *2*, trecerea pe treapta *3* se face în patru timpi: se deschide *I*, se închide *3*, se deschide *2* şi, în fine, se închide *I*. Rezistenţa de comutare *R* trebue astfel dimensionată, încât să nu se încălzească peste limitele admisibile în timpul procesului de comutare. Din acest punct de vedere este mai avantajoasă utilizarea unei bobine de reactanţă, în care pierderile sunt mai mici, însă aceasta prezintă alte desavantaje (prelungirea duratei arcului între contacte, la întrerupere).

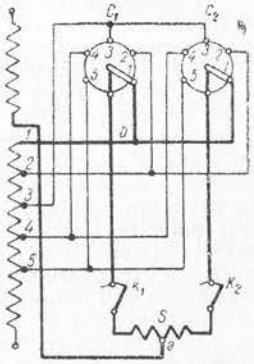


Fig. 34. Schemă de reglaj cu bobină de reactanţă.

In fig. 34 este reprezentată o schemă de reglaj dintre cele mai perfecţionate. Aici K_1 şi K_2 sunt doi întreruptori, C_1 şi C_2 — doi comutatori, iar *S* este o bobină cu miez de fier. Bobinajul lui *S* este împărţit în două porţiuni egale şi are o priză în punctul median *a*.

In mod normal, întreruptorii K_1 şi K_2 sunt închişi, iar comutatorii C_1 şi C_2 sunt aşezaţi pe acelaşi contacte (de exemplu poziţia *1—1*). Curentul care trece prin bobina *S* se bifurcă în punctul *a* în două părţi egale, circulând în sens invers

în cele două jumătăţi ale bobinei. Din această cauză, căderea de tensiune în bobină este neglijabilă (egală cu tensiunea datorită fluxului de scăpări dintre cele două jumătăţi de bobină).

Operaţia de trecere la altă treaptă de reglaj se face în şase timpi: se deschide K_1, se mută comutatorul C_1 (fără curent) pe poziţia *2*, se închide K_1, se deschide K_2, se mută comutatorul C_2 (fără curent) pe poziţia *2* şi se închide comutatorul K_2. In situaţia când K_1 şi K_2 fiind închişi, C_1 şi C_2 se află pe poziţii diferite, bobina *S* scurtcircuitează o bobină de reglaj. Deoarece însă, curentul de scurtcircuitare circulă în acelaşi sens prin cele două jumătăţi ale bobinei *S*, reactanţa bobinei este considerabilă (căci fluxurile celor două jumătăţi de bobină se adună). Dacă cele două jumătăţi ale bobinei *S* sunt bine întreţesute, raportul dintre reactanţa oferită de bobină în cele două cazuri limită (curenţii circulând în acelaşi sens sau în opoziţie în jumătăţile de bobină) poate fi făcut de ordinul sutelor — sau chiar al miilor.

La schemele de reglaj la care se utilizează rezistenţe de comutare, pentru ca rezistenţele să nu se supraîncălzească, durata procesului de comutare trebue să fie foarte scurtă (1/10 — 1/25 s). La schemele cu reactanţe acest lucru nu mai este necesar, întrucât pierderile active se pot face relativ mici. Totodată, schema cu bobină jumelată *S* permite dublarea numărului de trepte de reglaj — la acelaşi număr de prize ale bobinajului de reglaj, dacă se dimensionează bobina *S* astfel, încât să poată funcţiona timp îndelungat pe poziţie mediană (K_1 şi K_2 închişi, C_1 şi C_2 pe poziţii consecutive diferite, de exemplu *1—2*).

O problemă importantă la transformatorii cu reglaj de tensiune sub sarcină constă în alegerea locului de aşezare a bobinelor de reglaj — în raport cu bobinajul principal. Prin scoaterea din circuit a unui număr de bobine de reglaj, bobinajul prevăzut cu reglaj devine denivelat în raport cu celălalt bobinaj. Din acest motiv, în caz de scurtcircuit apar forţe axiale foarte mari, care pot duce chiar la distrugerea transformatorului, dacă nu s'au luat măsuri speciale pentru limitarea efectelor acestor forţe.

Bobinele de reglaj se pot plasa, fie la un capăt al bobinajului, fie la mijlocul acestuia. Prima aşezare este avantajoasă, mai ales la bobinajele conectate în stea, căci aparatajul de comutare se află la o tensiune redusă (bobinele de reglaj sunt la capetele legate la neutru). Totuşi, în caz de scurtcircuit, această aşezare, conduce la forţe axiale mult mai mari decât în cazul aşezării bobinelor de reglaj la mijlocul bobinajului. Al doilea mod de aşezare necesită un aparataj de comutare izolat pentru o tensiune mai mare (jumătate din tensiunea între faze a bobinajului prevăzut cu reglaj).

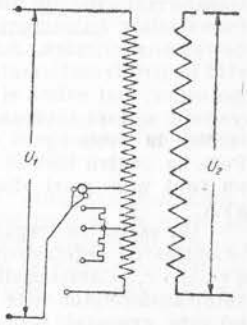


Fig. 35. Schema dispozitivului de comutare cu rezistenţe, pentru transformatorii de mică putere.

Uneori reglajul sub sarcină al tensiunii, prin schimbarea raportului de transformare, se utilizează şi la transformatorii de mică putere, însă cu dispozitive de comutare mai simple. Există multe astfel de scheme de comutare. In fig. 35 este redată una dintre aceste scheme, utilizând rezistenţe de comutare.

γ) *Reglajul sub sarcină cu transformator auxiliar.* Uneori este avantajos ca transformatorul de mare putere să nu aibă bobine de reglaj şi aparatajul de comutare să nu se găsească în contact cu bobinajul de înaltă tensiune. In acest caz, reglajul de tensiune se face cu ajutorul a doi transformatori auxiliari de mică putere, TA_1 şi TA_2, montaţi ca în fig. 36 (sau o schemă similară). Secundarul transformatorului TA_1 este legat în serie cu secundarul transformatorului principal (de putere). Variind tensiunea aplicată lui TA_1 cu ajutorul transformatorului TA_2, variază şi

tensiunea secundară a lui TA_1, care se adună (sau se scade) la tensiunea transformatorului principal. In multe cazuri transformatorul TA_2 se contopeşte cu transformatorul principal (se prevede o a treia înfăşurare, cu prize). Schema de comutare — pentru alimentarea lui TA_1 — poate fi oarecare. In schema din fig. 36 se utilizează o reactanţă de comutare (bobina S). Pentru ca transformatorul TA_1 să poată fi atât supravoltor, cât şi devoltor, se prevede, fie o schemă ca în fig. 36 (tensiunile obţinute la prizele *1* şi *2* sunt în opoziţie faţă de cele dela prizele *5* şi *4*) fie o schemă cu comutator inversor în circuitul de alimentare al primarului transformatorului TA_1.

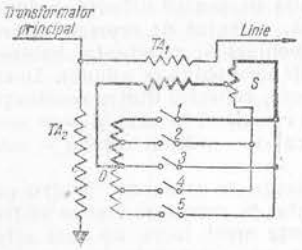


Fig. 36. Schema reglajului cu transformator auxiliar.

Puterile pentru care se calculează transformatorii TA_1 şi TA_2 corespund curentului nominal al transformatorului principal şi variaţiei maxime de tensiune (tensiunea secundară maximă a transformatorului TA_1). La TA_2 se adaugă şi pierderile în TA_1.

δ) *Reglajul în trepte mici de tensiune.* Toate schemele de reglaj în sarcină, descrise anterior, se realizează numai pentru limite de reglaj restrânse (deobicei, $\pm 10\,\%$) şi pentru trepte de tensiune relativ mari (limita inferioară $1 - 1{,}5\,\%$). Există însă o serie de utilizări (încercări de laborator, alimentarea transformatorilor pentru încercări de înaltă tensiune, etc.), la care este necesar să existe un reglaj de tensiune în limite mari (între zero şi tensiunea maximă). Deasemenea, este necesar ca acest reglaj să se facă continuu sau în trepte mici, practic echivalente cu reglajul continuu (sub 0,5 %).

Reglajul continuu sau în trepte mici de tensiune se poate face şi cu ajutorul transformatorilor; în general, însă, se preferă utilizarea, în acest scop, a autotransformatorilor, cu excepţia cazurilor când se cere şi o izolare a tensiunii reglate faţă de reţeaua primară. Schemele de reglaj în trepte mici de tensiune sunt aceleaşi atât pentru transformatori, cât şi pentru autotransformatori, însă în cazul transformatorilor, mai există şi un bobinaj primar (reglajul se face totdeauna în bobinajul secundar la aceste tipuri de transformatori). Puterile pentru care se construesc aceştia, nu sunt mai mari decât câteva sute de kVA.

Un reglaj în trepte mici de tensiune se obţine cu autotransformatorul tip A n d r o n o v. Caracteristic acestui tip de autotransformator este faptul că bobinajul este executat într'un singur strat, şi spirele nu sunt izolate pe partea exterioară laterală (fig. 37). Dealungul unei generatoare a bobinajului se poate deplasa o perie care face contact pe suprafaţa neizolată a spirelor. Pentru a limita efectul de scurtcircuitare — când peria calcă simultan pe două spire, — peria propriu zisă este divizată în mai multe lamele izolate între ele, între care sunt legate rezistenţe. Alimentarea autotransformatorului se face între bornele A şi B, iar tensiunea variabilă se obţine între bornele B şi C.

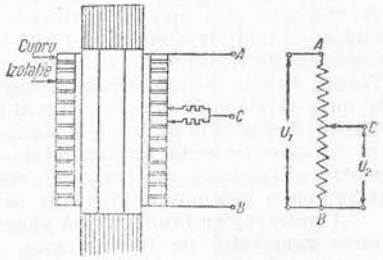


Fig. 37. Schema reglajului în trepte mici de tensiune.

Schema din fig. 37 nu permite obţinerea unor trepte de tensiune prea mici, numărul de trepte fiind egal cu numărul de spire ale bobinajului. Pentru a mări numărul de trepte — la acelaşi număr de spire ale bobinajului — se utilizează

schema cu bobinaj rotitor (fig. 38). In acest caz, bobinajul cilindric se poate rot în jurul axei sale. Şi aici bobinajul este executat într'un singur strat, şi spirele nu sunt izolate pe partea laterală. Un cursor C, ghidat astfel încât să se deplaseze paralel cu axa bobinajului, calcă pe suprafaţa neizolată a acestuia. Când se roteşte bobinajul, acest cursor se deplasează dealungul lui, pe elicea urmată de conductoru bobinajului (ghidat într'un canal practicat în suprafaţa exterioară a conductorului). Unul dintre capetele bobinajului calcă — prin intermediul unei perii de cărbune — pe un inel colector segmentat (fig. 38). Segmentele sunt izolate între ele, şi legăturile lor străbat coloanele laterale ale miezului în manta, astfel ca secţiunea (mai precis, fluxul) cuprinsă între două legături consecutive să fie aceeaşi (fig. 38, *b*).

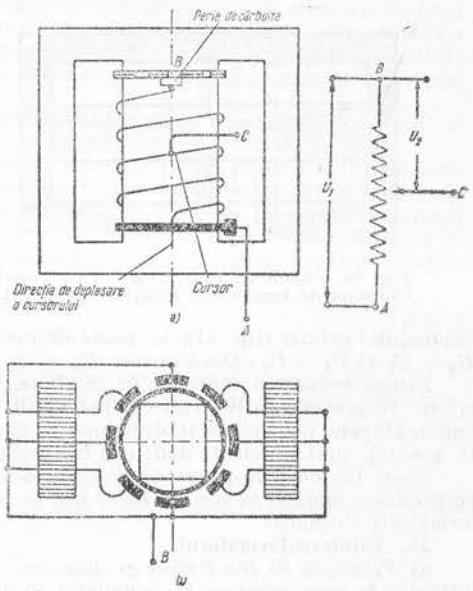


Fig. 38. Schema reglajului cu bobinaj rotitor: *a* — vedere laterală; *b* — secţiune prin inelul colector segmentat.

Alimentarea bobinajului se face între bornele B şi A (la A, contactul se face printr'o perie care calcă pe un inel tăiat într'un singur loc), iar tensiunea variabilă se obţine între B şi C. Dacă n este numărul de segmenţi, la o rotaţie complectă a bobinajului se obţin n trepte de tensiune egale, fiecare având o valoare egală cu a $1/n$-a parte din tensiunea corespunzătoare unei spire complecte a bobinajului.

ε) *Reglajul continuu al tensiunii.* Afară de regulatorul de inducţie (studiat în Cap. « *Maşini asincrone* »), pentru reglajul continuu al tensiunii, cel mai frecvent se utilizează transformatorul cu flux transversal şi secundar mobil (fig. 39). Acesta se utilizează deobicei ca transformator monofazat, dar prin asocierea a trei transformatori de acest fel (eventual, contopind unele părţi ale circuitului magnetic) se poate obţine şi un transformator trifazat, cu reglaj continuu de tensiune.

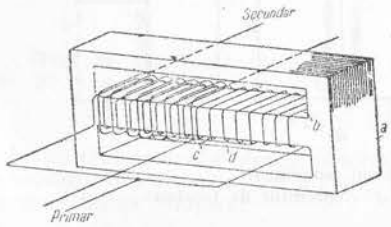


Fig. 39. Schiţa transformatorului cu reglaj continuu de tensiune.

Transformatorul monofazat este construit cu circuitul magnetic în manta, şi cu lăţimea ferestrei foarte mică. Pe coloana centrală este aşezat bobinajul primar, notat cu *b* în fig. 39. Bobinajul primar este secţionat în două bobine, legate în paralel şi în sens invers, astfel încât în gol fluxurile produse să se închidă transversal prin fereastră (fig. 40).

Bobinajul secundar (*c*, în fig. 39) are lungimea axială egală cu cea a unei bobine primare (jumătate din înălţimea ferestrei) şi se poate deplasa în sens axial. Dacă bobinajul secundar se află la mijlocul coloanei, tensiunea rezultantă, indusă

în gol este nulă. Tensiunea indusă în secundar este maximă, când acesta se află într'o poziţie extremă. Tensiunile induse în cele două poziţii extreme sunt în opoziţie, adică tensiunea secundară poate fi variată între limitele $+ U_2 \ldots - U_2$. Curba de variaţie a tensiunii secundare în funcţie de deplasare este foarte apropiată de o dreaptă. Dacă se leagă unul dintre capetele bobinajului secundar la mijlocul

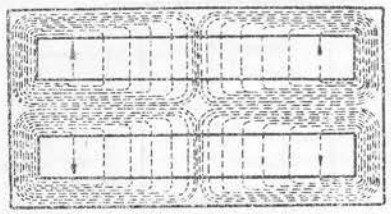


Fig. 40. Fluxul transformatorului cu reglaj continuu de tensiune, la funcţionarea în gol.

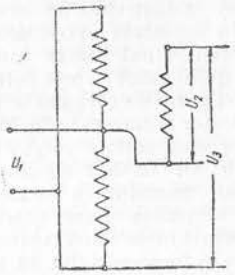


Fig. 41. Reglajul continuu cu autotransformator.

bobinajului primar (fig. 41), se poate obţine un reglaj continuu de tensiune între $U_1 + U_2$ şi $U_1 - U_2$. Dacă se face $U_2 = U_1$, se obţine un reglaj între 0 şi 2 U_1.

Pentru reducerea căderilor de tensiune, la funcţionarea în sarcină, bobinajul primar se prevede cu legături echipotenţiale (*d*, în fig. 39). Aceste legături unesc puncte ale celor două jumătăţi de bobină primare care în gol sunt la acelaşi potenţial. În general, sunt suficiente două sau trei legături echipotenţiale.

Acest tip de transformator prezintă desavantajul că absoarbe un curent de magnetizare mare şi în sarcină dă căderi de tensiune mult mai mari decât transformatorii obişnuiţi.

26. **Autotransformatorul.**

α) *Principiu de funcţionare şi utilizare.* Autotransformatorul este un transformator în care primarul şi secundarul sunt luaţi dela acelaşi bobinaj, bobinajul de joasă tensiune fiind o parte din cel de înaltă tensiune. In fig. 42 sunt reprezentate cele două tipuri de autotransformatori monofazaţi: *a* şi *b* — ridicători de ten-

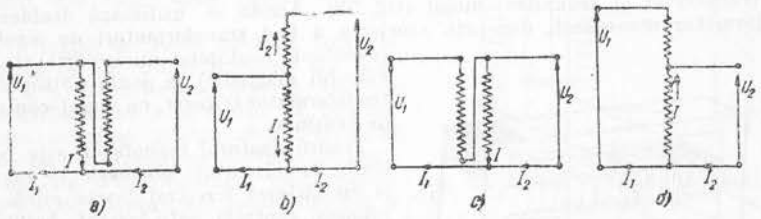


Fig. 42. Autotransformatorul monofazat:
a şi *b* — ridicător de tensiune; *c* şi *d* — coborîtor de tensiune.

siune, *c* şi *d* — coborîtori de tensiune. Principiul de funcţionare al autotransformatorilor trifazaţi (şi, în general — polifazaţi) este identic cu cel al autotransformatorilor monofazaţi, deci este suficient să se studieze aceştia din urmă.

Autotransformatorul monofazat ridicător de tensiune se poate obţine dintr'un transformator monofazat obişnuit, dacă se leagă una dintre bornele secundarului

cu borna opusă a primarului şi se alimentează între bornele primare, iar tensiunea secundară se culege între bornele primară şi secundară, care nu sunt comune (fig. 42, *a*). Principiul de funcţionare al autotransformatorului este deci identic cu cel al unui transformator obişnuit, al cărui secundar este legat în serie cu o sursă, a cărei tensiune este egală cu tensiunea primarului. Din cele expuse mai sus rezultă că puterea transformată de autotransformator nu este proporţională cu tensiunea secundară, ci cu diferenţa dintre tensiunea secundară şi cea primară. Tocmai pentru acest motiv, autotransformatorii se construesc, deobicei (cu excepţia utilizărilor speciale), numai pentru rapoarte de transformare apropiate de unitate (circa între $^1/_2$ şi 2), când economia de material şi de manoperă este considerabilă faţă de transformatorii obişnuiţi.

Autotransformatorii se utilizează, deobicei, la reglajul tensiunii pentru pornirea motoarelor şi ca divizori de tensiune.

β) *Funcţionarea autotransformatorului monofazat.* Fără a se limita generalizarea, se poate studia numai funcţionarea autotransformatorului ridicător de tensiune (fig. 42, *a* şi *b*). Notând cu w_1 numărul de spire ale porţiunii de bobinaj alimentate cu tensiunea primară U_1, şi cu w_2, numărul de spire ale porţiunii de bobinaj la care se culege tensiunea secundară U_2 în gol, există, evident, relaţia:

$$\frac{U_1}{U_2} = \frac{w_1}{w_2}, \tag{26.1}$$

dacă se neglijează căderile de tensiune datorite curentului de mers în gol.

In porţiunea cu w_1 spire ale bobinajului (fig. 42, *a*) circulă curentul:

$$\bar{I} = \bar{I}_1 - \bar{I}_2,$$

iar în porţiunea cu $w_2 - w_1$ spire ($w_2 > w_1$) circulă curentul I_2.

Dacă se neglijează curentul de mers în gol, ecuaţia egalităţii forţelor magnetomotoare în autotransformator se scrie sub forma:

$$w_1 \bar{I} = w_1 (\bar{I}_1 - \bar{I}_2) = (w_2 - w_1) \bar{I}_2,$$

de unde rezultă:

$$\bar{I} = \left(\frac{w_2}{w_1} - 1\right) \bar{I}_2 = \left(1 - \frac{w_1}{w_2}\right) \bar{I}_1 \tag{26.2}$$

şi:

$$\bar{I}_1 = \frac{w_2}{w_1} \bar{I}_2. \tag{26.3}$$

Dacă se neglijează pierderile şi căderile de tensiune în autotransformator din (26.1) şi (26.4) se deduce:

$$S_e = U_1 I_1 = U_2 I_2,$$

adică puterea aparentă (deci şi puterea activă şi reactivă) se conservă. Puterea S_e se numeşte *puterea exterioară* a autotransformatorului, şi ea nu determină dimensiunile acestuia. Puterea:

$$S_i = U_1 I = (U_2 - U_1) I_2$$

se numeşte *puterea interioară* a autotransformatorului şi ea determină dimensiunile acestuia. De fapt, numai puterea interioară S_i este transformată de autotransformator, diferenţa ($S_e - S_i$) fiind luată direct din reţeaua primară de alimentare.

In baza consideraţiilor anterioare, se pot scrie ecuaţiile generale de funcţionare în sarcină a autotransformatorului. Notând cu R_1 şi X_{1s} rezistenţa şi reactanţa de scăpări a porţiunii cu w_1 spire, cu R_2 şi X_{2s} rezistenţa şi reactanţa de scăpări a porţiunii cu $(w_2 - w_1)$ spire, şi cu Φ fluxul comun (din coloană), se obţin relaţiile:

$$\left.\begin{aligned} \overline{U}_1 &= (R_1 + jX_{1s})\,\overline{I} + j\omega w_1 \overline{\Phi}\,; \\ \overline{U}_2 &= -(R_1 + jX_{s1})\,\overline{I} + (R_2 + jX_{2s})\,I_2 + j\omega w_2 \overline{\Phi}. \end{aligned}\right\} \quad (26.4)$$

Eliminând pe Φ între relaţiile (26.4) şi ţinând seamă de relaţiile (26.2) şi (26.3), se obţine căderea de tensiune în sarcină:

$$U_2 \frac{w_1}{w_2} - U_1 = U_2' - U_1 = \left(1 - \frac{w_1}{w_2}\right)^2 \left\{ R_1 + \left(\frac{w_1}{w_2 - w_1}\right)^2 R_2 + j\left[X_{s1} + \left(\frac{w_1}{w_2 - w_1}\right)^2 X_{2s}\right]\right\} I_1. \quad (26.5)$$

In paranteza mare se recunoaşte impedanţa de scurtcircuit a unui transformator cu w_1 spire primare şi $(w_2 - w_1)$ spire secundare (R_2 şi X_{2s} se referă tot la $w_2 - w_1$ spire), adică, chiar impedanţa de scurtcircuit a transformatorului obişnuit, din care se poate realiza autotransformatorul (fig. 42, *a*). Analogia se poate duce şi mai departe, şi pentru explicarea prezenţei factorului $\left(1 - \frac{w_1}{w_2}\right)^2$ în faţa parantezei. Pentru aceasta, se consideră autotransformatorul descompus ca în fig. 43, adică format dintr'un transformator supravoltor, alimentat cu tensiunea primară U_1 şi care în secundar dă tensiunea $U_2 - U_1$. In serie cu secundarul se aplică o sursă de tensiune U_1 (dacă se fac legăturile punctate în fig. 43, se obţine autotransformatorul). Cum tensiunea U_1 este constantă (independentă de sarcină), căderea de tensiune se produce numai în transformatorul survoltor şi valoarea ei, raportată la primar, este:

$$\Delta (U_2 - U_1)' = \left\{ R_1 + R_2 \left(\frac{w_1}{w_2 - w_1}\right)^2 + j\left[X_{1s} + X_{2s}\left(\frac{w_1}{w_2 - w_1}\right)^2\right]\right\} \overline{I} = Z_{ke}\,\overline{I}, \quad (26.6)$$

în care Z_{ke} este impedanţa de scurtcircuit a transformatorului survoltor echivalent.

Cum:

$$\Delta (U_2 - U_1)' = (U_2 - U_1)\frac{w_1}{w_2 - w_1} - U_1 = \frac{w_2}{w_2 - w_1}\left(U_2 \frac{w_1}{w_2} - U_1\right) = \frac{w_2}{w_2 - w_1}\,\Delta U_2\,,$$

în care ΔU_2 este căderea de tensiune a autotransformatorului, ţinând seamă de relaţia (26.2), se obţine din (26.6) relaţia (26.5). Rezultă că factorul $\left(1 - \frac{w_1}{w_2}\right)^2$ din relaţia (26.5) are un sens fizic bine precizat şi poate fi pus sub formele succesive:

$$\left(1 - \frac{w_1}{w_2}\right)^2 = \frac{U_2 - U_1}{U_2} \cdot \frac{I}{I_1} = \frac{U_2 - U_1}{U_2} \cdot \frac{I_1 - I_2}{I_1} = \left(\frac{S_i}{S_e}\right)^2.$$

Deci, afară de faptul că autotransformatorul trebue dimensionat numai pentru puterea interioară $S_i = (U_2 - U_1)\,I_2$, căderea de tensiune în sarcină este mai mică decât a unui transformator obişnuit de aceeaşi putere. Aceste avantaje subsistă numai dacă raportul dintre puterea interioară şi puterea exterioară nu este prea apropiat de unitate.

Impedanţa de scurtcircuit a autotransformatorului este, evident, egală cu:

$$Z_k = \left(1 - \frac{w_1}{w_2}\right)^2 \left\{ R_1 + R_2 \left(\frac{w_1}{w_2 - w_1}\right)^2 + j\left[X_{1s} + X_{2s}\left(\frac{w_1}{w_2 - w_1}\right)^2\right]\right\} \quad (26.7)$$

γ) *Calculul şi construcţia autotransformatorilor.* Autotransformatorul se calculează ca un transformator obişnuit, de putere egală cu puterea interioară a autotransformatorului. Totuşi, deoarece randamentul se calculează în raport cu puterea exterioară, există tendinţa de a mări densităţile de curent în bobinaje şi inducţiile în fier, deoarece cu toate aceste majorări ale pierderilor, randamentul rămâne încă foarte bun. Limita densităţilor de curent şi a inducţiilor în fier este dată de încălzire.

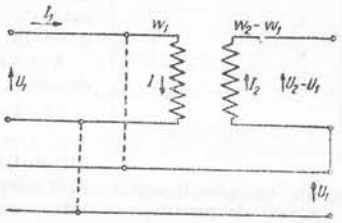


Fig. 43. Schemă pentru reducerea autotransformatorului la un transformator obişnuit.

Impedanţa de scurtcircuit se calculează ca pentru transformatorul echivalent — după metodele cunoscute — şi apoi se înmulţeşte cu $\left(1 - \frac{w_1}{w_2}\right)^2$. In general, pentru autotransformatori rezultă impedanţe de scurtcircuit mult mai mici decât la transformatorii obişnuiţi, din care cauză, curenţii de scurtcircuit vor fi mult mai mari; deasemenea, şi forţele electrodinamice de scurtcircuit. Din această cauză, este necesară o construcţie robustă din punct de vedere mecanic.

Principiul de funcţionare al autotransformatorului trifazat şi relaţiile sale cu transformatorul trifazat echivalent sunt aceleaşi ca în cazul transformatorului monofazat. Un autotransformator trifazat poate fi considerat ca provenind din legarea în stea a trei autotransformatori monofazaţi.

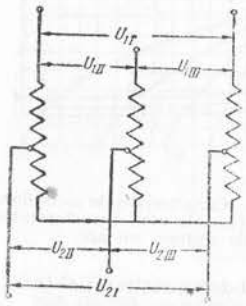


Fig. 44. Autotransformator trifazat.

In fig. 44 este reprezentată schema unui autotransformator trifazat.

Autotransformatorii prezintă avantajul că sunt economici, atât din punctul de vedere al preţului de cost, cât şi prin faptul că au un randament ridicat, în special pentru diferenţe mici de tensiune între primar şi secundar.

Desavantajul autotransformatorilor constă în faptul că tensiunea înaltă nu este separată de cea joasă. In acest fel, există pericolul, atât pentru oameni, cât şi pentru aparate, să vină în contact cu tensiunea înaltă. Din această cauză, normele recomandă ca, în cazul când tensiunea faţă de pământ este mai mare decât 250 V, să nu se construiască autotransformatori decât pentru diferenţe între U_1 şi U_2, de maximum 25%. Când ambele tensiuni, atât cea mai înaltă, cât şi cea mai joasă, sunt tensiuni înalte şi când se iau deci măsuri de siguranţă la ambele tensiuni, se construesc autotransformatori cu rapoarte de transformare mai mari decât 1,25. Astfel sunt construcţiile sovietice pentru 11/22 kV şi 150/220 kV.

δ) *Autotransformatori de pornire.* Pentru pornirea motoarelor asincrone cu rotorul în scurtcircuit se folosesc autotransformatori, cu ajutorul cărora se variază în trepte tensiunea de pornire a motoarelor. Aceşti autotransformatori se calculează în ipoteza unei funcţionări intermitente, în care duratele de funcţionare sunt foarte mici faţă de duratele de pauză. Se ţine seamă de frecvenţa de pornire. Incălzirea se calculează în ipoteza că, în timpul scurt de funcţionare, bobinajele nu radiază căldură, astfel încât temperatura bobinajului este determinată numai de pierderile în cupru, de greutatea cuprului şi de capacitatea lui calorică. In mod obişnuit, densităţile de curent care rezultă sunt mult mai mari decât cele obişnuite, depăşind uneori 10 A/mm². Deasemenea, se lucrează şi cu inducţii mai mari (circa 16 000 gauşi). Incălzirile admisibile pentru bobinaj sunt mai mari decât la transformatorii obişnuiţi, putând ajunge până la 120°.

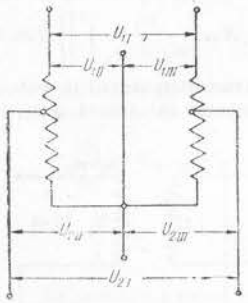


Fig. 45. Autotransformator trifazat de pornire.

Autotransformatorii trifazaţi de pornire se execută, deobicei, cu montaj în V (fig. 45).

27. Transformatorul de sudură *).

α) *Generalităţi.* Sudura electrică s'a răspândit mult în ultimul timp, datorită faptului că necesită o aparatură mai simplă decât sudura oxiacetilenică şi, totodată, permite automatizarea proceselor de sudare, reducerea duratei proceselor, etc.

In principiu, sudura electrică poate fi: sudură prin arc electric şi sudură prin contact. Din punctul de vedere al caracteristicelor surselor de alimentare, cele două tipuri de sudură diferă foarte mult. La sudura cu arc, una dintre condiţiile cele mai importante este ca la variaţii destul de mari ale rezistenţei arcului, curentul să nu varieze prea mult; numai astfel se obţine un arc electric stabil. La sudura prin contact, acest lucru numai este necesar.

In sudura electrică, cu arc, inventată şi aplicată prima dată de S l a v i a n o v se poate utiliza atât curentul continuu, cât şi curentul alternativ. Deşi sudura în curent continuu prezintă anumite avantaje (arc mai stabil, posibilitatea de a concentra mai multă căldură pe unul dintre electrozi, etc.), ea este mai puţin utilizată decât sudura în curent alternativ, deoarece necesită grupuri convertizoare rotative. Sudura electrică cu arc de curent alternativ s'a răspândit mai ales datorită simplicităţii construcţiei şi preţului de cost redus, al surselor de alimentare (transformatori de sudură).

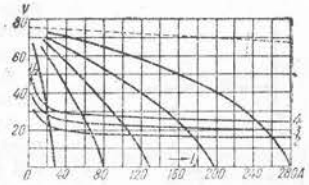


Fig. 46. Caracteristicele secundare $U_2 = f(I_2)$ ale unui transformator de sudură, cu arc.

β) *Transformatorul de sudură electrică cu arc.* Transformatorul de sudură cu arc este un transformator monofazat, cu impedanţă de scurtcircuit mare şi reglabilă între limite largi. Tensiunea secundară la funcţionarea în gol este de 60—75 V, iar în timpul sudării trebue să scadă la 20—35 V. Curentul de scurtcircuit al transformatorului de sudură nu este mult mai mare decât curentul de sarcină. In fig. 46 sunt reprezentate caracteristicele secundare $U_2 = f(I_2)$ ale unui transformator de sudură. Curbele *2*, *3* şi *4* reprezintă caracteristica arcului de sudură, pentru diferite distanţe între electrozi. Diferitele caracteristice $U_2 = f(I_2)$ sunt necesare spre a putea utiliza acelaşi transformator de sudură pentru diferite grosimi ale electrozilor de sudură.

*) Detalii asupra transformatorilor de sudură sunt date în cap. «Sudura electrică».

Caracteristicele cerute transformatorului de sudură se pot realiza în mai multe feluri, dintre care cele mai folosite sunt: utilizarea unui şunt magnetic, intercalarea unei inductanţe variabile în circuitul secundar şi reglarea prin prize.

T r a n s f o r m a t o r d e s u d u r ă c u ş u n t m a g n e t i c. Pentru a mări fluxul de scăpări, pe un miez de transformator monofazat se montează bobinele ca în fig. 47, adică primarul (P_1 şi P_2) distanţat de secundar (S_1 şi S_2). Pentru a putea varia fluxul de scăpări, între bobinele primare şi cele secundare se introduce un şunt magnetic M, de tole. Şuntul magnetic este format, deobicei, din două jumătăţi, care se pot deplasa lateral, simetric. Prin deplasarea celor două jumătăţi variază secţiunea de trecere a fluxului prin şunt (flux de scăpări) şi deci variază caracteristica $U_2 = f(I_2)$. Curentul de sudare va fi cu atât mai mic, cu cât şuntul magnetic va fi introdus mai mult. Tensiunea în gol rămâne aproximativ constantă, pentru orice poziţie a şuntului. Astfel se pot obţine caracteristicele dorite, iar reglajul se poate face continuu.

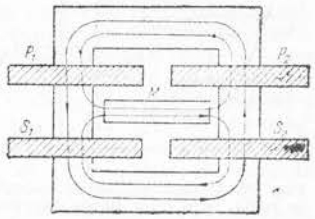


Fig. 47. Transformator de sudură cu reglaj prin şunt magnetic.

Această construcţie este una dintre cele mai economice şi este mult utilizată. Dintre desavantajele acestui transformator, cele mai grave sunt datorite şuntului magnetic, mai ales la curenţii mari de lucru. In acest regim de funcţionare, şuntul magnetic este aproape scos, şi fluxul de scăpări se închide numai printr'o parte din tolele şuntului şi ale miezului transformatorului. De aici rezultă o repartiţie neuniformă a fluxului în miez şi şunt, componente de flux normale pe direcţia tolelor, etc.; ca urmare, se produc încălziri puternice ale fierului. Deasemenea, din cauza fluxului de scăpări puternic, în bobinele aşezate în vecinătatea şuntului se produc pierderi suplimentare importante, din care motiv, conductorii acestor bobine se divizează în secţiuni mai mici, izolate între ele.

Un alt desavantaj al acestui tip de transformator constă în vibraţiile puternice la care este supus şuntul. Pe lângă că sunt supărătoare, vibraţiile pot duce şi la deteriorarea prematură a transformatorului. Acest desavantaj se înlătură, în parte, printr'o construcţie mecanică robustă şi prin dispozitive de blocare a şuntului, după ce reglajul a fost stabilit.

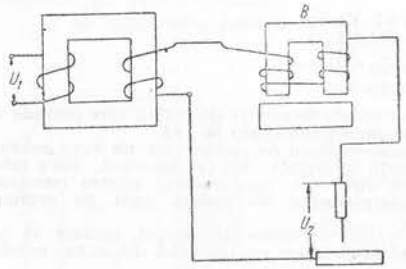


Fig. 48. Transformator de sudură cu reglaj prin bobină cu inductanţa variabilă.

T r a n s f o r m a t o r c u r e g l a j p r i n b o b i n ă c u i n d u c t a n ţ ă v a r i a b i l ă. In unele cazuri, atât caracteristica căzătoare, cât şi reglajul curentului, se realizează, cu ajutorul unei bobine separate B, cu inductanţă variabilă, care se cuplează în secundarul unui transformator obişnuit, având puterea şi tensiunea transformatorului de sudură (fig. 48). Inductanţa bobinei se poate schimba prin varierea distanţei dintre cele două piese ale miezului de fier.

Un alt sistem de transformator de sudură cu reglaj continuu foloseşte principiul variaţiei distanţei dintre bobinele primare şi cele secundare.

T r a n s f o r m a t o r c u r e g l a j p r i n s c h i m b a r e a p r i z e l o r. Atât în cazul transformatorului cu inductanţă separată, cât şi în cazul transformatorului cu şunt, reglajul se poate face în mod continuu. Există şi transformatori

la care reglajul se face în trepte şi la care trecerea dela o treaptă la alta se efectuează prin schimbarea unei bobine. Principiul unei astfel de reglaj se vede în fig. 49. P este bobina primară, S_1 este un secundar, S_2 este cel de al doilea secundar, având acelaşi număr de spire ca şi S_1, deci, aceeaşi tensiune în gol. Curentul de sudură la S_2 este mai mic decât la S_1, deoarece este mai slab cuplat cu primarul.

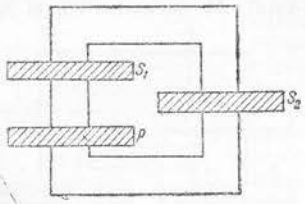


Fig. 49. Transformator de sudură cu reglaj prin schimbarea prizelor.

Prin urmare, există o treaptă de reglaj folosind bobina S_1 (curent maxim) şi o altă treaptă de reglaj folosind bobina S_2 (curent minim). Între aceste două trepte extreme se pot lua trepte intermediare, combinând părţi din bobina S_1 cu părţi din bobina S_2, astfel încât numărul total de spire, şi deci tensiunea în gol, să fie aproximativ aceleaşi.

Un astfel de transformator prezintă desavantajul unui consum mare de cupru şi al faptului că pentru a acoperi o anumită gamă de sudare, treptele de reglaj nu trebue să difere una de alta cu mai mult decât 5 %, ceeace îngreuiază sistemul de comutare. Avantajul constă în faptul că nu are părţi mobile.

Afară de sistemele de reglaj, descrise mai sus, există şi altele care, în principiu, se apropie mai mult sau mai puţin de cele descrise.

Generalităţi asupra transformatorilor de sudură prin arc electric. Transformatorii de sudură prin arc sunt monofazaţi, cu răcire în aer, deobicei mobili pe un cărucior cu două roţi. Se construesc conform STAS 2689-51.

Regimul lor de lucru poate fi *continuu* sau *intermitent*, cu un ciclu de lucru de 5 minute, cuprinzând o durată de sudare, urmată de o pauză (mers în gol). Durata de sudare faţă de ciclul de lucru poate fi de 30 sau de 50%.

Tensiunea la bornele circuitului secundar, cu arcul stabilit, se numeşte tensiune de lucru, spre deosebire de tensiunea de mers în gol, corespunzând circuitului secundar deschis, când se aplică circuitului primar tensiunea nominală. Pentru a putea fi racordaţi la diferite reţele, aceşti transformatori se execută cu prize, pentru următoarele tensiuni: 220, 380 şi 500 V. In timpul lucrului, în circuitul arcului circulă curentul de sudură; curentul nominal de sudare este curentul maxim pe care îl poate debita transformatorul în regim de lucru nominal, fără a depăşi limitele de încălzire. Curenţii de sudare nominali sunt de 150, 300, 400 şi 500 A.

Tensiunea de mers în gol este de 75 V, iar tensiunile de lucru variază cu curentul de sudură, astfel:

100 A — 15 V;
101 — 200 A — 20 V;
201 — 250 A — 25 V;
251 — 350 A — 30 V;
301 — 500 A — 35 V.

Orice transformator de sudură este prevăzut cu un dispozitiv de reglaj, care permite o variaţie a curentului de sudare, dela valoarea nominală (maximă) la 1/4.

In ce priveşte caracteristicele electrice, transformatorii de sudură au un cos φ scăzut şi un randament, de asemenea, scăzut. La curenţii apropiaţi de cel nominal, cos φ este puţin superior lui 0,5, iar la cei minimi, este de circa 0,3; randamentul pentru curentul nominal este, deobicei, sub 90%. Puterile transformatorilor de sudură sunt de ordinul zecilor de kVA.

Atât la construirea, cât şi la repararea transformatorilor de sudură, trebuie să se dea o mare atenţie izolaţiei acestora, pentru a nu se produce electrocutări din cauza condiţiilor specifice de lucru ale sudorilor.

Proiectarea transformatorilor de sudură este, în general, mai complicată decât cea a transformatorilor normali, atât în ce priveşte pierderile suplimentare, cât şi în ce priveşte predeterminarea fluxului de scăpări. In general, se lucrează cu inducţii în fier mai mici decât la transformatorii normali. Densităţile de curent se iau, de asemenea, mai mici.

γ) *Transformatorul pentru sudură prin contact.* Acest fel de sudură este bazat pe faptul că, la trecerea unui curent de intensitate mare printr'un contact imperfect dintre două suprafeţe metalice, se produce o puternică încălzire locală, care are ca urmare topirea metalelor. In momentul când metalele sunt fluide, se presează cele două suprafeţe una peste alta, ceeace produce sudura.

După felul pieselor care se sudează şi după mecanismele folosite, se deosebesc: sudură cap la cap, sudură cusută, sudură prin puncte, etc.

Transformatorii pentru sudură prin contact se caracterizează prin tensiuni secundare foarte mici, şi curenţi secundari foarte mari. Puterile lor variază, după împrejurări, dela câţiva kVA, la câteva sute de kVA.

Problemele cele mai importante care se pun la aceşti transformatori sunt aceleaşi pe care le dau curenţii cu intensităţi mari. Pentru a se micşora pierderile suplimentare, secundarul se divizează în secţiuni izolate între ele; ca şi transformatorii de sudură cu arc, transformatorii de sudură prin contact au un regim de lucru intermitent.

28. **Transformatorul de protecţie.** Utilizarea tensiunilor de 120 sau de 220 V devine uneori foarte periculoasă pentru cei care le folosesc, mai ales în cazul mediilor umede, acide, în cazul lucrului în cazane, pe construcţii metalice, etc. In aceste medii, alimentarea lămpilor portative, a sculelor electrice de mână, a maşinilor electrice în general, trebue făcută la o tensiune mult redusă. Dealtfel, utilizarea tensiunii reduse se recomandă chiar pentru mediile obişnuite, în cazul folosirii lămpilor portative, a sculelor de mână, a iluminatului maşinilor, etc. Această tensiune redusă este, deobicei, de 24 V, iar în cazuri excepţionale, de 12 V.

Reducerea tensiunii se poate face prin transformatori trifazaţi sau monofazaţi, care se alimentează în primar la tensiunile obişnuite ale reţelelor (500, 380, 220 V). Transformatorii trebue să fie îngrijit construiţi, cu o foarte bună izolaţie, robustă din punct de vedere mecanic şi bine fixată, rezistentă la umezeală şi la condiţiile specifice ale mediului.

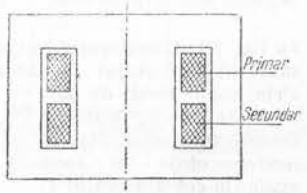


Fig. 50. Transformator de protecţie.

Primarul şi secundarul nu se fac cu bobine concentrice, cum se construesc deobicei transformatorii, ci cu bobine separate (fig. 50), pentru ca prin deteriorarea izolaţiei dintre primar şi secundar, înalta tensiune să nu treacă direct în joasă tensiune.

Puterile pentru care se construesc deobicei transformatorii de protecţie sunt cuprinse între câteva sute de VA şi câteva zeci de kVA.

Sunt de menţionat aici şi transformatorii de sonerie, a căror construcţie este prescrisă de STAS 1892-50.

Ei se construesc pentru tensiuni primare de 120 şi 220 V şi tensiuni secundare de 3 — 5 — 8 V, curentul secundar de scurtcircuit fiind de 0,5 sau 1 A.

In scopuri de protecţie nu se construesc autotransformatori.

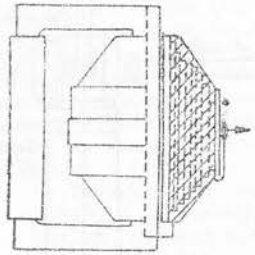


Fig. 51. Construcţia bobinajului de înaltă tensiune al transformatorului pentru încercări.

29. **Transformatori pentru încercări de înaltă tensiune.** Transformatorii pentru încercări de înaltă tensiune servesc pentru încercările industriale care se fac asupra maşinilor electrice, a materialelor electrotehnice şi pentru diferite cercetări tehnologice şi ştiinţifice. Puterile acestor transformatori, în general, nu sunt prea mari (până la 1 000 kVA), însă tensiunea secundară a unui transformator poate să atingă valori foarte mari (1 000 kV).

La transformatorii de încercări, pentru tensiuni secundare care nu depăşesc 200 kV, bobinajele se pot executa ca la transformatorii obişnuiţi. La tensiuni mai mari, pentru o solicitare mai uniformă a izolaţiei, bobinajul secundar se construeşte cum se arată în fig. 51. Aici, înălţimea bobinajului scade pe măsură ce creşte diametrul, după o lege în care produsul

dintre diferenţa de tensiune a doua straturi vecine şi capacitatea dintre aceste straturi este constant. Totodată, se obţine şi distanţarea progresivă a bobinajului de jug, pe măsură ce creşte tensiunea.

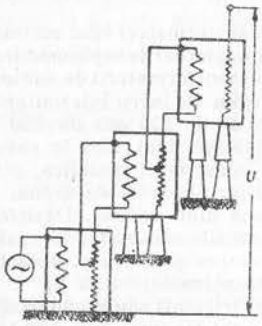


Fig. 52. Transformatori de încercări montaţi în cascadă.

In multe cazuri, mai ales la tensiunile foarte mari, pentru obţinerea tensiunii înalte se montează în cascadă doi sau mai mulţi transformatori de tensiune mai joasă (fig. 52). In unele cazuri, această soluţie poate fi mai economică decât utilizarea unui transformator unic şi prezintă avantajul că, dacă se defectează unul dintre transformatori, se pot face totuşi încercări la tensiuni mai joase. La tensiuni foarte înalte, montajul în cascadă este singurul utilizat.

Transformatorii din etajele superioare ale cascadei sunt izolaţi faţă de pământ, miezul şi cuva lor fiind la tensiunea dată de etajul anterior. O problemă importantă care se pune în acest caz este alimentarea transformatorilor din etajele superioare ale cascadei, deoarece capătul (eventual, mijlocul) bobinajului primar al fiecărui transformator este legat la miezul transformatorului.

Există mai multe soluţii pentru această problemă. In fig. 52, transformatorul din etajul III al cascadei este alimentat de transformatorul din etajul II, iar acesta din urmă, de transformatorul din etajul I. Prin acest mod de alimentare, însă, puterile transformatorilor din diferitele etaje nu sunt egale (la cel din etajul I, puterea este de trei ori mai mare decât la cel din etajul III), şi impedanţa de scurtcircuit a cascadei se măreşte foarte mult.

Există şi alte soluţii pentru alimentarea transformatorilor din etajele superioare ale cascadei. Astfel, în unele cazuri, fiecare transformator este alimentat de un generator separat (fig. 53), — toţi generatorii fiind cuplaţi între ei prin axe izolante — şi fiecare generator este izolat faţă de pământ la tensiunea etajului respectiv. In alte cazuri, fiecare transformator de înaltă tensiune este alimentat printr'un transformator de izolare.

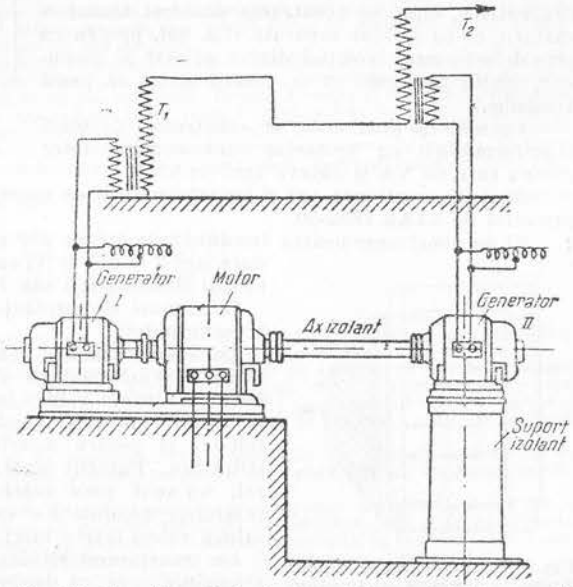


Fig. 53. Transformatori de încercări, montaţi în cascadă, alimentaţi de generatori izolaţi.

Deoarece transformatorii de încercări funcţionează numai scurt timp, densităţile de curent în bobinaje sunt mult mai mari decât la transformatorii obişnuiţi.

Alimentarea transformatorilor de încercări trebue făcută, pe cât posibil, cu curent alternativ sinusoidal; altfel, se întâmpină dificultăţi mari la măsurarea tensiunii secundare. Variaţia tensiunii înalte se obţine alimentând primarul transformatorului cu tensiune variabilă, obţinută dela un generator sincron (se variază excitaţia), sau dela un transformator cu reglaj de tensiune în trepte mici sau continuu.

30. Transformatori pentru schimbarea numărului de faze.

α) *Transformarea curentului trifazat în curent hexafazat.* In principiu, se poate realiza

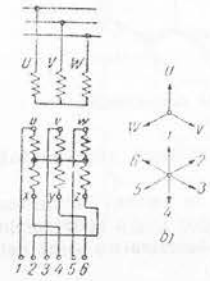


Fig. 54. Conexiunea în dublă stea, pentru transformarea curentului trifazat în curent hexafazat: *a* — conexiune; *b* — diagrama tensiunilor în gol.

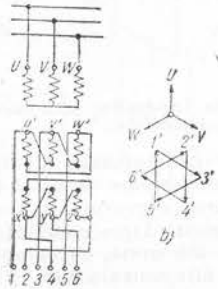


Fig. 55. Conexiunea în dublu triunghi, pentru transformarea curentului trifazat în curent hexafazat: *a* — conexiune; *b* — diagrama tensiunilor în gol.

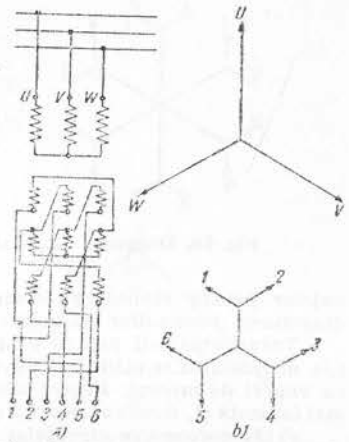


Fig. 56. Conexiune stea-furcă hexafazată, pentru transformarea curentului trifazat în curent hexafazat: *a* — conexiune; *b* — diagrama tensiunilor în gol.

un sistem hexafazat cu ajutorul a doi transformatori trifazaţi din grupe de conexiune inverse (12 cu 6 şi 5 cu 11). In general, nu se utilizează această metodă, ci, prin contopirea circuitelor primare a celor doi transformatori trifazaţi, se realizează un transformator trifazat-hexafazat. La aceşti transformatori, primarul poate fi legat, fie în stea, fie în triunghi. După modul de legare al bobinelor secundare, se deosebesc conexiunile în dublă stea (fig. 54), în dublu triunghi (fig. 55) şi în furcă hexafazată (fig. 56). Ultima conexiune se obţine din suprapunerea a două conexiuni în zigzag, cu sensuri inverse de succesiune a fazelor.

Fig. 57. Transformarea curentului trifazat în curent dodecafazat.

β) *Transformarea curentului trifazat în dodecafazat.* In principiu, sistemul dodecafazat se poate realiza prin suprapunerea a doi transformatori hexafazaţi, având tensiunile secundare decalate cu 30°. Astfel, dacă pe un miez trifazat se prevăd la secundar două bobinaje, unul conectat în dublă stea, iar celălalt, în dublu triunghi, se realizează un sistem dodecafazat (fig. 57). Uneori, sistemul

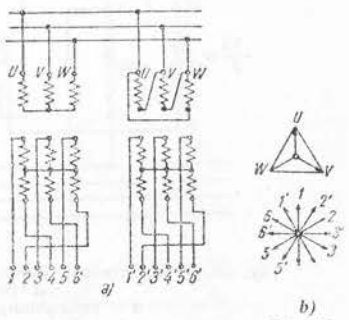


Fig. 58. Transformarea curentului trifazat în curent dodecafazat, cu ajutorul a doi transformatori: *a* — conexiune; *b* — diagrama tensiunilor în gol.

dodecafazat se realizează cu doi transformatori cu circuitele secundare conectate în dublă stea (fig. 58), sau furcă hexafazată, iar cele primare conectate în stea, la unul, şi în triunghi la celălalt transformator. Există şi alte conexiuni ale bobi-

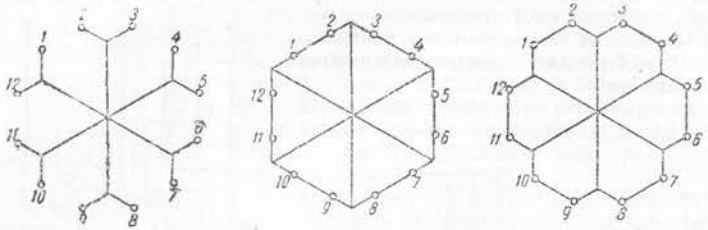


Fig. 59. Diagrame vectoriale ale tensiunilor secundare ale conexiunilor dodecafazate.

najelor pentru realizarea sistemelor dodecafazate. In fig. 59 sunt reprezentate diagramele tensiunilor secundare a trei sisteme de acest fel.

Transformatorii pentru schimbarea curentului trifazat în curent hexafazat sau dodecafazat se utilizează pentru alimentarea comutatoarelor sau a redresorilor cu vapori de mercur. Pentru aceştia din urmă, conexiunile descrise nu sunt cele mai indicate şi, deaceea, se utilizează alte conexiuni (v. § 31).

γ) *Transformarea curentului trifazat în curent bifazat.* Pentru această transformare există o serie de scheme de conexiune, care se realizează cu doi transformatori monofazaţi, sau cu un transformator trifazat, ori cu un transformator bifazat.

Schema cu doi transformatori monofazaţi este reprezentată în fig. 60, *a*. Capetele *U* şi *V* ale primarului transformatorului *II* sunt

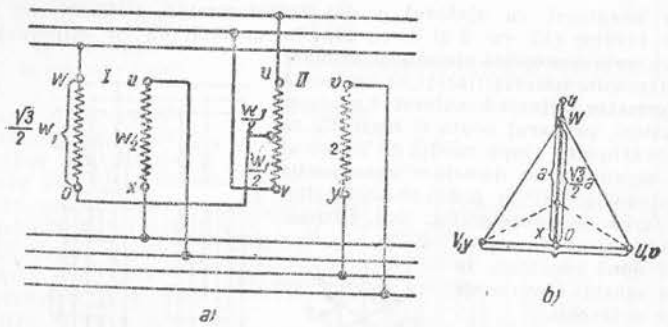


Fig. 60. Transformarea curentului trifazat în curent bifazat, cu ajutorul a doi transformatori monofazaţi:
a — conexiune; *b* — diagrama tensiunilor în gol.

legate la două faze ale reţelei trifazate, iar capetele bobinajului primar al transformatorului *I* sunt legate, unul (*W*) la a treia fază a reţelei, iar celălalt (*O*), la mijlocul bobinajului transformatorului *II*. Numărul de spire ale transformatorului *I* este mai mic decât numărul de spire ale transformatorului *II*, şi anume, de $\frac{\sqrt{3}}{2} = 0{,}866$ ori. Numerele de spire ale bobinajelor secundare ale celor doi transfor-

matori sunt egale. Fig. 60, *b* reprezintă diagrama vectorială a compunerii tensiunilor în gol.

Schema cu transformator trifazat este reprezentată în fig. 61, *a*. In acest caz, reţeaua bifazată trebue să aibă conductor de întoarcere

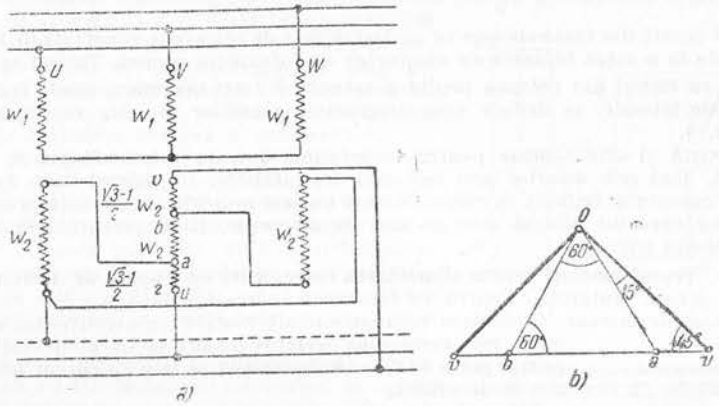


Fig. 61. Transformarea curentului trifazat în curent bifazat, cu ajutorul unui transformator trifazat:
a — conexiune; *b* — diagrama tensiunilor în gol.

comun. Din diagrama compunerii tensiunilor în gol (fig. 61, *b*) se deduc uşor numerele de spire în fig. 61, *a*.

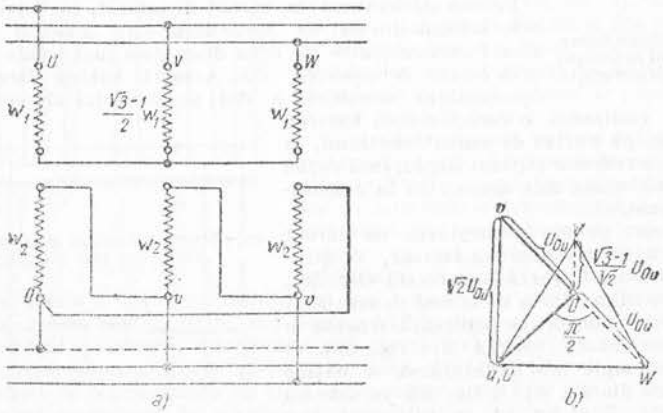


Fig. 62. Transformarea curentului trifazat în curent bifazat, cu ajutorul unui transformator bifazat:
a — conexiune; *b* — diagrama tensiunilor în gol.

Schema cu transformator bifazat este reprezentată în fig. 62, *a*. Transformatorul bifazat utilizat are trei coloane, dintre care două (cele

laterale) au secţiuni egale, iar a treia coloană (cea din mijloc) are o secţiune de $\sqrt{2}$ ori mai mare decât a celorlalte două. Bobinajul trifazat care se utilizează în acest scop, constă din două bobinaje cu w_1 spire, aşezate pe coloanele laterale, şi dintr'un bobinaj cu $\frac{\sqrt{3}-1}{2} w_1$, spire, aşezat pe coloana din mijloc. Bobinajul bifazat constă din trei bobinaje cu acelaşi număr de spire (w_2), conectate în triunghi şi legate la o reţea bifazată cu conductor de întoarcere comun. Ţinând seamă de faptul că fluxul din coloana mediană este de $\sqrt{2}$ ori mai mare decât fluxul din coloanele laterale, se deduce uşor diagrama tensiunilor în gol, reprezentată în fig. 62, *b*.

Există şi alte scheme pentru transformarea curentului trifazat în curent bifazat, însă cele descrise sunt cele mai des întâlnite. In ultimul timp, transformarea curentului trifazat în curent bifazat nu mai prezintă importanţă prea mare, deoarece curentul bifazat este pe cale de dispariţie, fiind pretutindeni înlocuit de curentul trifazat.

31. **Transformatori pentru alimentarea redresorilor cu vapori de mercur** (a se vedea şi cap. Mutatori). Pentru ca tensiunea redresată, obţinută dela redresorii cu vapori de mercur, să conţină componente alternative de amplitudine cât mai mică, este necesar ca aceşti redresori să fie alimentaţi cu un număr mare de faze. Alimentarea se face cu curent hexafazat sau dodecafazat.

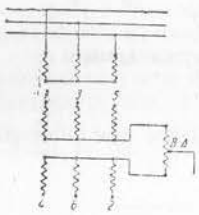


Fig. 63. Schema transformatorului hexafazat cu bobină de absorbţie.

Schemele obişnuite reprezentate în § 30 nu sunt aplicabile la alimentarea redresorilor cu vapori de mercur, deoarece, din cauza fenomenului de suprapunere a timpilor de debitare a diferiţilor anozi, la variaţii mici ale curentului continuu rezultă variaţii foarte mari ale tensiunii redresate. Din acest motiv, la alimentarea redresorilor se utilizează scheme speciale.

Pentru alimentarea în curent hexafazat, cea mai utilizată este schema din fig. 63. Secundarul este conectat în dublă stea. Punctele neutre ale celor două stele sunt legate între ele prin *bobina de absorbţie* *BA*. Această bobină face posibilă funcţionarea simultană a doi anozi vecini ai redresorului. Astfel, se realizează o caracteristică externă $U_c = f(I_c)$, pe partea de curent continuu, la fel ca la un redresor trifazat dublu, însă curba tensiunii redresate este aceeaşi ca la redresorul hexafazat.

Mai rar, pentru alimentarea cu curent hexafazat a redresorilor cu mercur, se utilizează şi schema în furcă hexafazată (fig. 56).

Pentru alimentarea cu curent dodecafazat a redresorilor, uneori se utilizează schema în furcă dodecafazată (prima din fig. 59). O funcţionare mult mai avantajoasă se obţine cu schemele din fig. 64 şi fig. 65. In schema reprezentată din fig. 64 se utilizează trei bobine de absorbţie şi se realizează funcţionarea simultantă a patru anozi ai redresorului. Caracteristica externă este aceeaşi ca la un redresor trifazat cuadruplu, însă curba de tensiune corespunde redresorului dodecafazat. In cazul schemei din fig. 65 se obţine funcţionarea simultană a trei anozi.

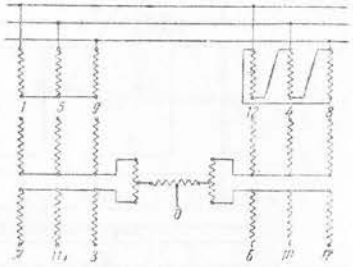


Fig. 64. Schema transformatorului dodecafazat cu trei bobine de absorbţie

La transformatorii pentru alimentarea redresorilor, puterile aparente S_1 şi S_2 ale bobinajelor primare şi secundare nu sunt egale. Pentru acest motiv, proiectarea acestor transformatori se face pe baza puterii aparente medii $S_m = \frac{1}{2}(S_1 + S_2)$.

Tensiunea de scurtcircuit a transformatorilor pentru alimentarea redresorilor cu mercur este de 5—8 %. Randamentul acestor transformatori este mai mic, iar greutatea lor, mai mare decât a transformatorilor obişnuiţi (la aceeaşi putere). Construcţia lor, în general, trebue să fie mai robustă, pentru a nu fi distruşi în caz de aprindere inversă a redresorilor.

32. **Transformatorul cu trei înfăşurări.** In staţiile şi în centralele electrice, de cele mai multe ori există trei tensiuni diferite: tensiunea generatorilor (6—10 kV), tensiunea pentru transport la distanţe mici (35—60 kV) şi tensiunea pentru transport la distanţe mari sau interconexiune (110 — 220 kV). Legătura dintre aceste trei tensiuni se poate face cu doi transformatori obişnuiţi, dar şi cu unul singur, prevăzut cu trei înfăşurări. In ultimul timp, transformatorii cu trei înfăşurări au început să capete o răspândire largă.

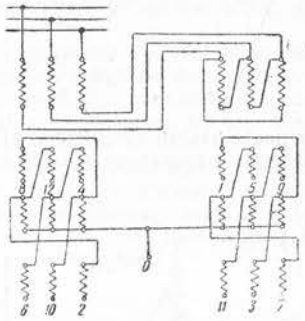


Fig. 65. Schema transformatorului dodecafazat în cascadă.

Miezul transformatorilor cu trei înfăşurări nu se deosebeşte de miezul transformatorilor obişnuiţi, cu două înfăşurări. Pe miez însă sunt aşezate trei bobine: de înaltă tensiune (*IT*) de medie tensiune (*MT*) şi de joasă tensiune (*JT*). Bobinele transformatorilor cu trei înfăşurări se execută, deobicei, cilindrice. Ordinea de aşezare a bobinelor poate să fie *JT—MT—IT*, pornind dela miez (fig. 66, *a*), sau *MT—JT—IT* (fig. 66, *b*). Există şi alte posibilităţi de aşezare, însă în acest caz bobinajul de înaltă tensiune s'ar afla în mijloc sau în apropierea miezului, ceeace ar produce complicaţii mari la izolare.

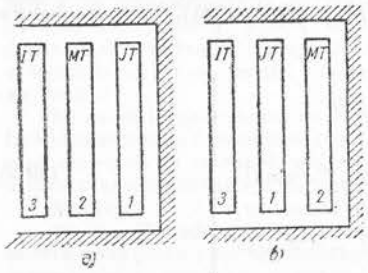


Fig. 66. Aşezarea bobinelor transformatorului cu trei înfăşurări.

La transformatorii cu trei înfăşurări, cele trei bobine pot fi dimensionate pentru puteri diferite. Pentru acest motiv, se defineşte ca putere nominală a transformatorului cu trei înfăşurări, puterea bobinei de cea mai mare putere. In majoritatea cazurilor, puterea bobinajului de joasă tensiune este egală cu puterea nominală a transformatorului cu trei înfăşurări. Puterile celorlalte bobine se dimensionează pentru 100 % sau pentru 66,7 % din puterea nominală.

Având trei înfăşurări, transformatorul are şi trei raporturi de transformare diferite, corepunzător grupării înfăşurărilor două câte două (k_{12}, k_{23} şi k_{31}). Aceste trei raporturi de transformare nu sunt independente: dacă se cunosc două dintre ele, al treilea se deduce. In adevăr:

$$k_{12} = \frac{w_1}{w_2}; \quad k_{23} = \frac{w_2}{w_3}; \quad k_{31} = \frac{w_3}{w_1}, \text{ deci } k_{12}\, k_{23}\, k_{31} = 1.$$

Cele trei raporturi de transformare se pot deduce, ca şi la transformatorii cu două înfăşurări, prin încercarea în gol.

Ca şi la transformatorii obişnuiţi, se poate stabili un circuit echivalent şi pentru transformatorii cu trei înfăşurări. Raportând toate mărimile la înfăşurarea primară, în acelaşi mod ca la transformatorii cu două înfăşurări, adică:

$$\left.\begin{aligned} U_2' &= \frac{w_1}{w_2} U_2; \quad I_2' = \frac{w_2}{w_1} I_2; \quad Z_2' = \left(\frac{w_1}{w_2}\right)^2 Z_2; \\ U_3' &= \frac{w_1}{w_3} U_3; \quad I_3' = \frac{w_3}{w_1} I_3; \quad Z_3 = \left(\frac{w_1}{w_3}\right)^2 Z_3; \end{aligned}\right\} \tag{32.1}$$

se poate stabili circuitul echivalent din fig. 67. Aici, Z_0 este impedanţa de magnetizare a transformatorului alimentat prin primar. Pe baza schemei echivalente se pot determina relaţiile la funcţionarea în sarcină şi se poate construi diagrama vectorială respectivă.

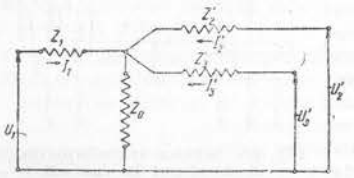


Fig. 67. Circuitul echivalent al transformatorului cu trei înfăşurări.

Impedanţele Z_1, Z_2 şi Z_3 se pot determina experimental, prin trei încercări în scurtcircuit, alimentând transformatorul prin unul dintre bobinaje şi punând în scurtcircuit altul, al treilea rămânând în gol. Notând cu:

$$Z_{k12},\ Z_{k13} \text{ şi } Z_{k23}' = \left(\frac{w_1}{w_2}\right)^2 Z_{k23},$$

impedanţele de scurtcircuit măsurate (prima cifră a indicelui indică bobinajul prin care se alimentează, iar a doua, bobinajul scurtcircuitat), se pot deduce valorile impedanţelor proprii, Z_1, Z_2 şi Z_3:

$$\left.\begin{aligned} Z_1 &= \frac{1}{2}\left(Z_{k12} + Z_{k13} - Z_{k23}'\right); \\ Z_2 &= \frac{1}{2}\left(\frac{w_2}{w_1}\right)^2\left(Z_{k12} - Z_{k13} + Z_{k23}'\right); \\ Z_3 &= \frac{1}{2}\left(\frac{w_3}{w_1}\right)^2\left(-Z_{k12} + Z_{k13} + Z_{k23}'\right). \end{aligned}\right\} \tag{32.2}$$

Pentru uşurarea calculelor, impedanţele (respectiv tensiunile) de scurtcircuit ale transformatorului cu trei înfăşurări se exprimă procentual, *raportate la înfăşurarea de cea mai mare putere.*

Fluxurile de scăpări corespunzătoare celor trei bobinaje au valori mult diferite: pentru bobinajul exterior (de înaltă tensiune), fluxul de scăpări este mult mai mare decât pentru bobinajele interioare. Deaceea, tensiunile de scurtcircuit dintre diferitele bobinaje, exprimate procentual, diferă mult.

In unele cazuri, una dintre reactanţele de scăpări ale bobinajelor (cea corespunzătoare bobinajului din mijloc) rezultă negativă din relaţiile (32.2). Acest fapt are o interpretare fizică, dar nu se va insista aici asupra ei. Rezistenţele care rezultă din relaţiile (32.2) trebue să fie chiar rezistenţele înfăşurărilor respective (inclusiv pierderile suplimentare, datorite curenţilor turbionari).

După GOST, există două scheme de conexiuni ale bobinajelor transformatorilor cu trei înfăşurări. In ambele scheme, bobinajul de joasă tensiune este conectat în triunghi, bobinajul de înaltă tensiune, în stea, cu neutrul pus la pământ, iar bobinajul de medie tensiune poate fi conectat, fie în triunghi, fie în stea, cu neutrul pus la pământ. Transformatorii cu trei înfăşurări se construesc, deobicei, numai pentru puteri mai mari, anume, între 5 600 şi 31 500 kVA, ca transformatori trifazaţi şi între 3 333 şi 40 000 kVA, ca transformatori monofazaţi.

Deoarece tensiunile de scurtcircuit ale transformatorilor cu trei înfăşurări sunt mari, căderile de tensiune în sarcină sunt deasemenea mai mari decât la transformatorii cu două înfăşurări. La aceleaşi puteri şi tensiuni, randamentul transformatorului cu trei înfăşurări este acelaşi ca al transformatorului cu două înfăşurări.

33. **Transformatori trifazaţi în V.** In cazul sistemelor trifazate fără fir neutru se pot utiliza şi numai doi transformatori monofazaţi sau un transformator trifazat cu două coloane bobinate. Se obţine astfel montajul în V (fig. 68). Acest montaj se poate obţine şi prin întreruperea unei faze de bobinaj, aceeaşi în primar şi în secundar, a unui transformator cu conexiunea triunghi-triunghi.

Transformatorii trifazaţi în V la funcţionarea în sarcină, chiar dacă aceasta este echilibrată, produc o deformare a tensiunilor secundare. Acest lucru se arată cu ajutorul diagramei din fig. 69, pentru tensiunile secundare.

Montajul în V este utilizat mai ales la autotransformatorii de pornire şi la transformatorii cu reglaj de tensiune (pentru puteri mici), deoarece se realizează o simplificare a construcţiei (mai puţine ploturi de contact).

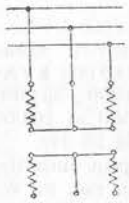


Fig. 68. Transformatorul trifazat în V.

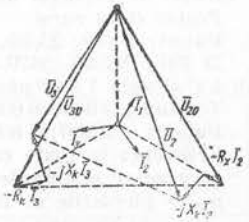


Fig. 69. Diagrama vectorială în sarcină a transformatorului în V.

In cazul transformatorilor trifazaţi de foarte mare putere, când se utilizează trei transformatori monofazaţi în loc de unul trifazat, dacă aceşti transformatori sunt conectaţi în triunghi, sistemul poate funcţiona mai departe, chiar dacă unul dintre transformatori s'a defectat şi este scos pentru revizie.

Montajul în V se utilizează uneori şi pentru transformatorii de măsură.

33 bis. **Transformatori monofazaţi de mică putere.** In foarte multe cazuri se cere racordarea unor consumatori monofazaţi de mică putere la o reţea care, în general, nu are tensiunea receptorului. Acesta este cazul unor corpuri de iluminat, a maşinilor electrice de mână, etc. Pentru puteri până la 500 VA aceşti transformatori sunt standardizaţi prin STAS 3532-52, cu următoarele valori nominale:

— tensiuni primare: 120, 220, 380 şi 500 V.
— tensiuni secundare: 12, 24, 42, 120 şi 220 V.
— puteri nominale: 25, 60, 100, 200, 309 şi 500 VA.

O categorie foarte răspândită de transformatori monofazaţi de mică putere este aceea utilizată la alimentarea receptorilor de radio. Aceşti transformatori sunt prevăzuţi cu mai multe înfăşurări, folosite mai frecvent cum urmează:

— primarul, prevăzut deobicei cu prize, pentru a putea fi alimentat la diferite tensiuni (120, 150 şi 220 V);
— secundarul de tensiune mai înaltă (250—500 V), care înfăşurare poate să fie şi dedublată, cu priză mediană (pentru redresarea ambelor alternanţe);
— secundarul (unul sau mai multe) de joasă tensiune, pentru alimentarea filamentelor tuburilor aparatului de radio.

H. Dimensionarea transformatorilor

34. Calculul preliminar.

α) *Observaţie introductivă.* La proiectarea unui transformator se dau următoarele mărimi:

S — puterea aparentă a transformatorului, în kVA;

U_1, U_2 — tensiunea primară şi secundară, în V, şi conexiunile înfăşurărilor;

f — frecvenţa, în Hz;

m — numărul fazelor.

Se indică şi regimul de funcţionare al transformatorului.

Mărimile menţionate sunt standardizate şi anume:

1) Prin STAS 440-49 pentru transformatorii trifazaţi în ulei până la 35 kV şi până la 1 800 kVA;

Pentru tipul normal

Tensiuni: 380; 500; 3 000; 6 000; 10 000; şi 35 000 V

Puteri: 10; 20; 30; 50; 100; 180; 240; 320; 420; 560; 750; 1 000; 1 350 şi 1 800 kVA.

Transformatorii se execută numai cu anumite puteri, specificate în standard, în funcţie de raportul de transformare.

Pentru tipul rural

Puteri: 10/20; 25/50, şi 50/100 kVA

2) Prin STAS 3470-52 pentru transformatori trifazaţi în ulei până la 110 kV şi dela 1 800 până la 10 000 kVA:

Tensiuni: 3 000; 6 000; 10 000; 35 000 şi 110 000 V

Puteri: 3 200; 5 600; 7 500 şi 10 000 kVA

Frecvenţa în toate cazurile 50 Hz.

In general, standardele impun anumite valori şi pentru:

p_{Fe} — pierderile de mers în gol, în W;

p_{Cu} — pierderile în scurtcircuit, în W;

u_k — tensiunea de scurtcircuit, în %;

i_0 — curentul de mers în gol, în %.

Astfel, pentru tranformatorii trifazaţi de construcţie obişnuită, până la 1 800 kVA cu două înfăşurări de cupru, în baie de ulei, STAS 1703-50 indică pentru caracteristicele electrice valorile din tabela 2.

In lipsa unor indicaţii precise pentru aceste mărimi valorile lor trebue alese în mod convenabil în funcţie de condiţiile în care urmează să funcţioneze transformatorul şi de posibilităţile de a i-se asigura răcirea.

Standardele cât şi condiţiile de bună funcţionare impun asigurarea izolaţiei înfăşurărilor şi unei încălziri limitate pentru bobinaje, miezul de fier şi ulei.

Dimensiunile transformatorului depind deci de pierderile de putere admise şi de posibilităţile de a asigura cedarea căldurii, adică de modul de răcire.

In general, într'o primă parte, se face calculul preliminar, servind la predeterminarea dimensiunilor principale ale circuitului magnetic şi apoi în o a doua parte se definitivează dispoziţia bobinajelor şi se verifică corespondenţa cu datele tehnice impuse de standarde sau alese iniţial.

Calculul preliminar are ca scop stabilirea dimensiunilor circuitului magnetic. El necesită, afară de datele de mai sus, alegerea solicitărilor specifice electrice şi magnetice; deobicei se încheie cu verificarea pierderilor de mers în gol, a curentului de mers în gol şi a pierderilor aproximative în cupru.

β) *Alegerea solicitărilor specifice electrice şi magnetice.* Solicitarea specifică a conductorilor se exprimă prin densitatea de curent J (A/mm²). Valorile densităţii de curent depind de modul de răcire a transformatorului, de puterea lui şi de modul de execuţie a bobinajului.

Tabela 2. Caracteristicele electrice ale transformatorilor

Putere nominală	Valoarea nominală a înaltei tensiuni între faze, până la	Pierderi nominale max.		Randament nominal min.	Tensiunea de scurtcircuit faţă de tensiunea nominală	Curentul de mers în gol faţă de curentul nominal max.
		la mersul în gol	la scurtcircuit			
kVA	kV	W	W	%	%	%
10	6 10	105 140	335	95,79 95,47	5,5	10
20	6 10	180 220	600	96,25 96,06	5,5	10
30	6 10	250 300	850	96,46 96,31	5,5	9
50	6 10 35	350 440 540	1 325	96,75 96,59 96,40	5,5 6,5	8 9
100	6 10 35	600 730 900	2 400	97,69 96,96 96,81	5,5 6,5	7,5 8
180	10 35	1 000 1 250	4 100 4 100	97,24 97,11	5,5 6,5	7,5 8
240	10 35	1 320 1 630	4 800 5 000	97,51 97,31	5,5 6,5	6 7
320	10 35	1 700 2 000	6 200 6 400	97,59 97,44	5,5 6,5	6 7
420	10 35	2 050 2 400	7 700 8 300	97,73 97,51	5,5 6,5	6 7
560	10 35	2 560 3 000	9 400 10 000	97,90 97,73	5,5 6,5	6 7
750	10 35	3 200 3 700	12 000 12 700	98,01 97,86	5,5 6,5	5,5 6
1 000	10 35	4 000 4 500	15 000 15 800	98,13 98,01	5,5 6,5	5 5,5
1 350	10 35	5 100 5 600	19 000 19 900	98,25 98,14	5,5 6,5	5 5,5
1 800	10 35	6 490 6 930	24 000 25 000	98,33 98,26	5,5 6,5	4,5 5

Pentru transformatori normali, cu răcire în ulei:

sub 5 kVA $J \approx 2{,}5 \ldots 2{,}8$ A/mm²;

până la 100 kVA $J \approx 3 \ldots 3{,}3$ A/mm²;

până la 1 800 kVA $J \approx 3{,}7 \ldots 4{,}5$ A/mm²;

peste 1 800 kVA $J \approx 4{,}6 \ldots 4{,}8$ A/mm².

Pentru transformatori uscaţi, în aer, $J \approx 1{,}5 \ldots 2$ A/mm² pentru bobinele interioare, şi $J \approx 2 \ldots 2{,}5$ A/mm², pentru bobinele exterioare.

Pentru transformatori cu circulaţie forţată a uleiului şi cu răcire cu apă sau cu aer se ajunge la $J \approx 5 \ldots 5{,}5$ A/mm².

Valorile mici se întâlnesc la bobinaje care se răcesc mai greu (bobine stratificate, în galeţi, etc.), iar valorile mai mari, la bobinaje care se răcesc uşor (bobine în discuri, continue, spirale, etc.).

Pierderile de putere specifice în cupru, pentru temperatura standard de calcul de 75 °C, exprimate în W/kg, sunt date de expresia:

$$p'_{Cu} = k_{s\,Cu} \cdot 2{,}4 \cdot J^2, \tag{34.1}$$

iar pentru bobinaje de aluminiu:

$$p'_{Al} = k_{sAl} \cdot 13{,}5 \cdot J^2. \tag{34.2}$$

Coeficientul k_{sCu} ţine seamă de pierderile suplimentare în bobinaje; la o dimensionare corectă, $k_{sCu} = 1 \ldots 1{,}05 \ldots 1{,}10$.

Solicitarea specifică a circuitului magnetic se exprimă prin inducţia B (în gauşi). Valorile inducţiei depind de calitatea tablei magnetice, de frecvenţă, de modul de răcire a transformatorului şi de puterea lui.

Pentru tablă silicioasă puternic aliată şi transformatori în ulei (la $f = 50$ Hz):

sub	100 kVA	$B = 11\,500 \ldots 13\,500$ gauşi,
până la	560 kVA	$B = 13\,500 \ldots 14\,500$ gauşi,
peste	560 kVA	$B = 14\,000 \ldots 15\,000$ gauşi.

Pentru transformatori uscaţi, în aer, valoarea inducţiei este, în general, sub 10 000 . . . (12 000) gauşi.

Pierderile de putere specifice în fier, la frecvenţa de 50 Hz, exprimate în W/kg, sunt:

$$p'_{Fe} = k_{sFe}\, p_{10}\, \beta^2, \tag{34.3}$$

unde:

$\beta = B : 10\,000$;

p_{10} sunt pierderile specifice ale tablei, în W/kg, la $B = 10\,000$ gauşi şi $f = 50$ Hz. Pentru tablă E-IV STAS 673-49 de 0,35 mm grosime, $p_{10} = 1{,}3$ W/kg şi pentru tablă de 0,5 mm $p_{10} = 1{,}7$ W/kg;

k_{sFe} este un coeficient care ţine seamă de pierderile suplimentare la mers în gol (prelucrarea tolelor, buloane, cuvă). În general, $k_{sFe} = 1{,}05 \ldots 1{,}15$.

La altă frecvenţă f_x, până la 100 Hz, se poate considera că p'_{Fe} variază proporţional cu frecvenţa, adică:

$$p'_{Fe\,x} = p'_{Fe\,50} \frac{f_x}{50}. \tag{34.4}$$

γ) *Calculul secţiunii active de fier.* Calculul teoretic se face căutând valorile care dau minimul unei funcţii algebrice şi care realizează condiţiile tehnice impuse iniţial în mod optim, adică la cel mai scăzut preţ al materialelor active.

Calculul practic se face folosind experienţa câştigată din construcţiile executate anterior, deci prin comparaţie cu tipurile constructive cele mai obişnuite. Acest calcul necesită: alegerea valorilor J şi B, stabilirea pierderilor în cupru şi fier şi a raportului lor:

$$\xi = \frac{p_{Cu}}{p_{Fe}}.$$

Secţiunea activă de fier, în cm², se calculează cu formula:

$$S_{Fe} = C \sqrt{\frac{S \dfrac{p'_{Cu}}{p'_{Fe}} 10^5}{f\, \xi\, J\, B}}, \tag{34.5}$$

în care S este puterea nominală a transformatorului, în kVA;

B — valoarea inducţiei medii din coloane şi juguri;

J — valoarea densităţii medii de curent din primar şi secundar;

C — o constantă, a cărei valoare se determină prin comparaţie cu tipuri executate. Astfel, pentru transformatori cu bobinaje de cupru, valoarea constantei C este cuprinsă aproximativ în limitele indicate în tabelă.

Tipul transformatorului	Monofazat	Trifazat
Transformator cu coloane rotunde	43···47	34···40
Tranformator cu coloane dreptunghiulare	54···60	42···47
Transformator în manta	82···92	55···60

Miezul transformatorului se execută din table izolate. Din cauza izolaţiei, suprafaţa geometrică a secţiunii coloanei S'_{Fe} este mai mare decât suprafaţa activă

$$S'_{Fe} = \frac{S_{Fe}}{k_{Fe}}. \tag{34.6}$$

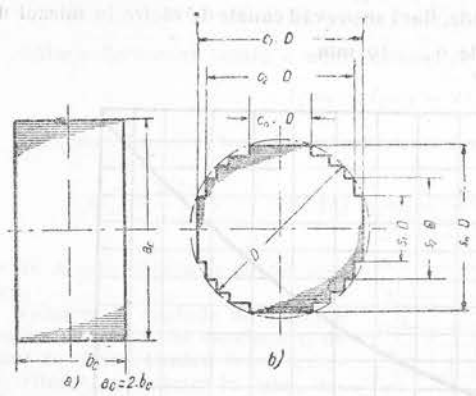


Fig. 70. Secţiunea coloanei transformatorului: a — dreptunghiulară; b — în trepte.

Coeficientul de umplere k_{Fe} al secţiunii geometrice are următoarele valori, după felul izolaţiei şi grosimea tablei:

Grosimea tablei mm	Izolaţie	
	Hârtie	Lac
0,35	0,85	0,90
0,5	0,875	0,93

Secţiunea coloanei este dreptunghiulară, sau, de cele mai multe ori, este o secţiune cu una sau cu mai multe trepte înscrise într'un cerc (fig. 70).

Suprafaţa cercului circumscris este dată de relaţia:

$$\frac{\pi D^2}{4} = \frac{S'_{Fe}}{k_c}, \tag{34.7}$$

în care k_c este coeficientul de umplere al cercului.

Tabela următoare dă valorile coeficienților c_n și k_c în funcție de numărul de trepte ale secțiunii.

Numărul de trepte	k_c	c_1	c_2	c_3	c_4	c_5
1	0,636	0,707	—	—	—	—
2	0,786	0,850	0,525	—	—	—
3	0,851	0,905	0,707	0,424	—	—
4	0,886	0,935	0,800	0,600	0,355	
5	0,908	0,950	0,847	0,707	0,532	0,312

Coeficienții s_n se deduc din relația:

$$s_n = \sqrt{1 - c_n^2}.$$

Diametrul cercului circumscris rezultă din:

$$\frac{\pi D^2}{4} = \frac{S_{Fe}}{k_{Fe_c}}, \tag{34.8}$$

în care:

$$k_{Fe_c} = k_{Fe}\, k_c,$$

reprezintă coeficientul total de umplere cu fier.

Valoarea lui k_{Fe_c} variază dela 0,54 la 0,85. Pentru un miez cu patru trepte, din tablă de 0,5 mm izolată cu hârtie, $k_{Fe_c} = 0{,}775$.

Valoarea coeficientului k_{Fe_c} scade, dacă se prevăd canale de răcire în miezul de fier. Lățimea acestor canale este de 6 ... 10 mm.

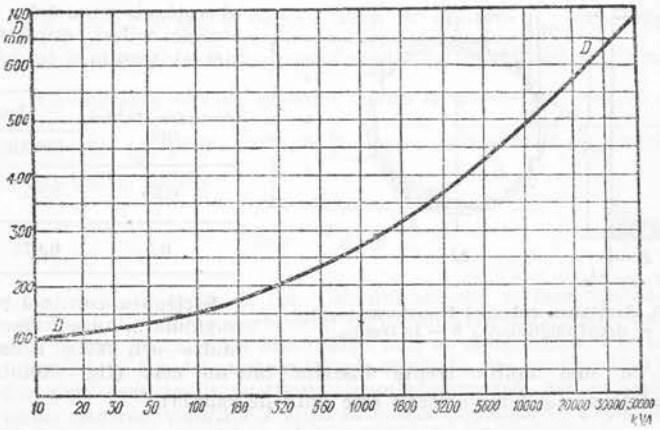


Fig. 71. Diametrul coloanei la transformatori trifazați în ulei.

Pentru transformatorii trifazați în ulei, de construcție obișnuită, diametrul coloanei se indică informativ, în funcție de putere, în fig. 71.

Secțiunea jugurilor este dreptunghiulară, sau cu una sau mai multe trepte. Suprafața ei este egală sau, deobicei, mai mare decât a coloanei, până la:

$$S_{Fe_{jug}} = (1{,}10 \ldots 1{,}25)\, S_{Fe_{col}}. \tag{34.9}$$

Aceasta, pentru micșorarea curentului și a pierderilor de mers în gol.

δ) *Calculul spațiului necesar înfășurărilor.* Calculul electric al transformatorilor trifazați se face pentru o singură coloană; deci este identic cu cel al unui transformator monofazat. Se va ține seamă că U reprezintă tensiunea la capetele unei înfășurări (faze) și I este curentul care trece prin ea.

Cunoscând pe S_{Fe} și B, fluxul, în Wb, rezultă din:

$$\Phi = B\, S_{Fe}\, 10^{-8}. \tag{34.10}$$

Numărul de spire ale unei înfășurări (pe o fază) se calculează cu formula:

$$w_1 = \frac{U_1}{4{,}44\, f\, \Phi} \tag{34.11}$$

iar pentru cea de a doua înfășurare, cu formula:

$$w_2 = w_1 \frac{U_2}{U_1}. \tag{34.12}$$

Pătura de curent totală a unei coloane, în amperi, este deci:

$$I_1 w_1 + I_2 w_2 = 2\,(Iw). \tag{34.13}$$

Înălțimea ferestrei transformatorului, în cm, rezultă din relația:

$$H_f = \frac{2(Iw)}{A}, \tag{34.14}$$

în care A este pătura de curent specifică.

Valoarea ei depinde de puterea transformatorului, de tensiune și de modul de răcire. Pentru transformatori trifazați, cu răcire în ulei, valorile uzuale pentru A se indică informativ în fig. 72.

Pentru transformatori cu circulație forțată de ulei, A are valori de 1,5 ... 1,6 ori mai mari. Pentru transformatori uscați, în aer, A variază în limitele indicate în tabela următoare:

P [kVA]	0,1 ... 1	1 ... 10	10 ... 50
A [A/cm]	60 ... 90	90 ... 125	125 ... 160

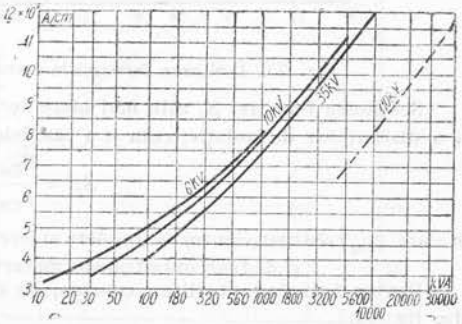


Fig. 72. Pătura de curent specifică la transformatori trifazați în ulei.

Pentru transformatori trifazaţi cu coloane, de construcţie obişnuită în ulei, fig. 73 indică informativ înălţimea ferestrei H_f.

Pentru determinarea secţiunii ferestrei se calculează întâi secţiunea conductorilor, în mm²:

$$s_1 = \frac{I_1}{J_1} \quad ; \quad s_2 = \frac{I_2}{J_2}. \tag{34.15}$$

Secţiunea reală, în cm², ocupată de conductorii de cupru în fereastră este:

$$\left.\begin{aligned} S_{Cu} &= 2\,(w_1 s_1 + w_2 s_2)\,10^{-2} \text{ pentru transformatori cu coloane} \\ S_{Cu} &= (w_1 s_1 + w_2 s_2)\,10^{-2} \text{ pentru transformatori în manta.} \end{aligned}\right\} \tag{34.16}$$

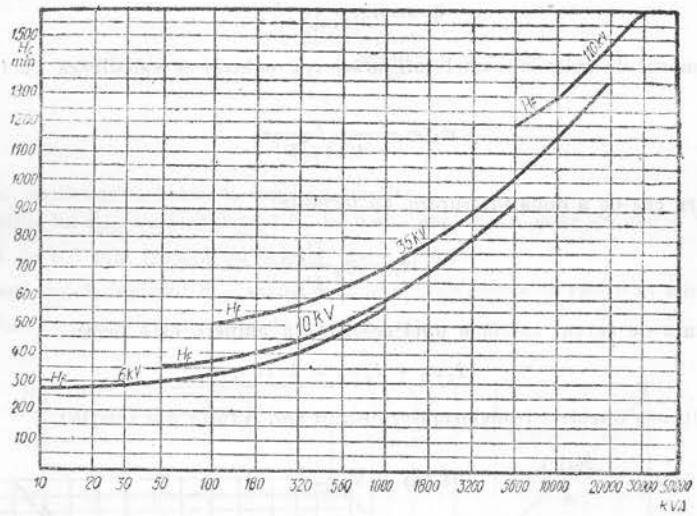


Fig. 73. Inălţimea ferestrei la transformatori trifazaţi în ulei.

Secţiunea ferestrei S_f este mai mare decât S_{Cu} din cauza materialelor izolante şi a distanţelor de izolaţie, cum şi a canalelor de răcire, şi anume:

$$S_f = \frac{S_{Cu}}{k_{Cu}}, \tag{34.17}$$

în care k_{Cu} este coeficientul de umplere al ferestrei; valoarea lui depinde de puterea şi de tensiunea transformatorului, şi de natura izolaţiei şi a răcirii.

Pentru transformatorii cu coloane, cu răcire în ulei, valorile lui k_{Cu} rezultă din fig. 74.

Pentru transformatorii în manta, valorile sunt cu 15 ... 20 % mai mari.

Lăţimea ferestrei B_f, în cm, este:

$$B_f = \frac{S_f}{H_f}. \tag{34.18}$$

Pentru transformatorii trifazaţi, distanţa dintre axele a două coloane vecine este:

$$X = B_f + b_c, \tag{34.19}$$

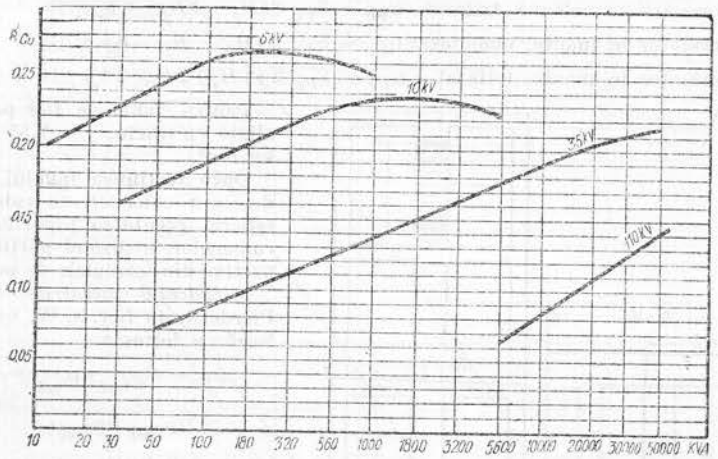


Fig. 74. Coeficientul de umplere al ferestrei la transformatori cu coloane, în ulei.

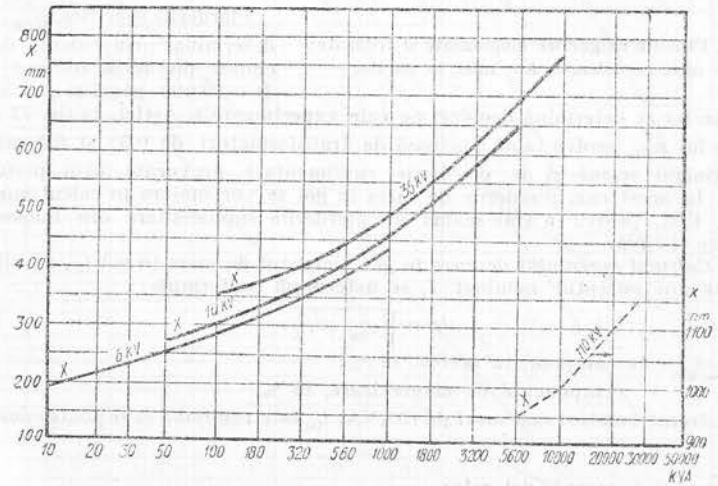


Fig. 75. Distanţa dintre axe la transformatori trifazaţi în ulei.

b_c fiind lăţimea treptei celei mai mari a coloanei, în cm. Valorile uzuale pentru X sunt indicate informativ în fig. 75.

ε) *Calculul greutăţii fierului.* Cu notaţiile din fig. 76, şi pentru $S_{Fe_{col}} = S_{Fe_{jug}}$ greutatea fierului, în kg, rezultă din următoarele formule:

Transformator cu coloane, monofazat $G_{Fe} = S_{Fe}\, 2\,(H_f + B_f + 2\,b_c)\,\gamma\, 10^{-3}$

Transformator cu coloane, trifazat $G_{Fe} = S_{Fe}\, 3(H_f + 4\,B_f + 6\,b_c)\,\gamma\, 10^{-3}$ (34.20)

Transformator în manta, monofazat $G_{Fe} = S_{Fe}\, 2\,(H_f + B_f + b_c)\,\gamma\, 10^{-3}$

Transformator în manta, trifazat $G_{Fe} = S_{Fe}\, 2\,(3\,H_f + 2\,B_f + 2\,b_c)\,\gamma\, 10^{-3}$

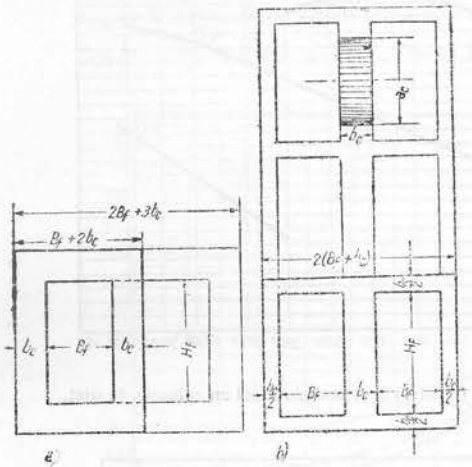


Fig. 76. Circuite magnetice monofazate şi trifazate: *a* — miez cu coloane; *b* — miez în manta.

Pentru tablă de fier puternic aliată cu siliciu, $\gamma = 7{,}55 \ldots 7{,}6$ kg/dm³.

Dacă secţiunea jugului diferă de cea a coloanei, se calculează separat greutatea jugurilor şi a coloanelor, utilizând părţile respective din formulele de mai sus.

ζ) *Calculul pierderilor în fier.* Pierderile în fier, în W, se calculează cu formula:

$$p_{Fe} = G_{Fe_{col}}\, p_{Fe_{col}} + G_{Fe_{jug}}\, p'_{Fe_{jug}}, \qquad (34.21)$$

iar dacă inducţia este aceeaşi în coloane şi în juguri:

$$p_{Fe} = G_{Fe}\, p'_{Fe}. \qquad (34.22)$$

Pierderile specifice, p'_{Fe}, se pot determina prin calcul, dacă se cunosc pierderile unitare p_{10} (la $B = 10\,000$ gauşi şi $f = 50$ Hz). Valoarea lor se determină deobicei pe cale experimentală. Astfel, în fig. 77 se dau valorile lui p'_{Fe} pentru tablă silicioasă de transformatori de 0,35 şi 0,5 mm grosime, ţinând seamă şi de pierderile suplimentare provocate prin prelucrarea tolelor. In acest caz, pierderile de mers în gol se vor majora în calcul numai cu 1,00 . . . 1,08, pentru a ţine seamă de pierderile suplimentare din buloanele de strângere şi cuvă.

η) *Calculul curentului de mers în gol.* Curentul de mers în gol i_0, exprimat în procente din curentul nominal I, se determină cu formula:

$$i_0 = \sqrt{i_{0a}^2 + i_\mu^2}, \qquad (34.23)$$

în care i_{0a} este componenta activă, în %;

i_μ — componenta de magnetizare, în %.

La transformatori mai mari de 10 kVA, i_{0a} este neglijabil şi se poate considera:

$$i_0 = i_\mu.$$

Curentul de mers în gol, este:

$$I_0 = i_0 \frac{I}{100}, \text{ [A]} \qquad (34.24)$$

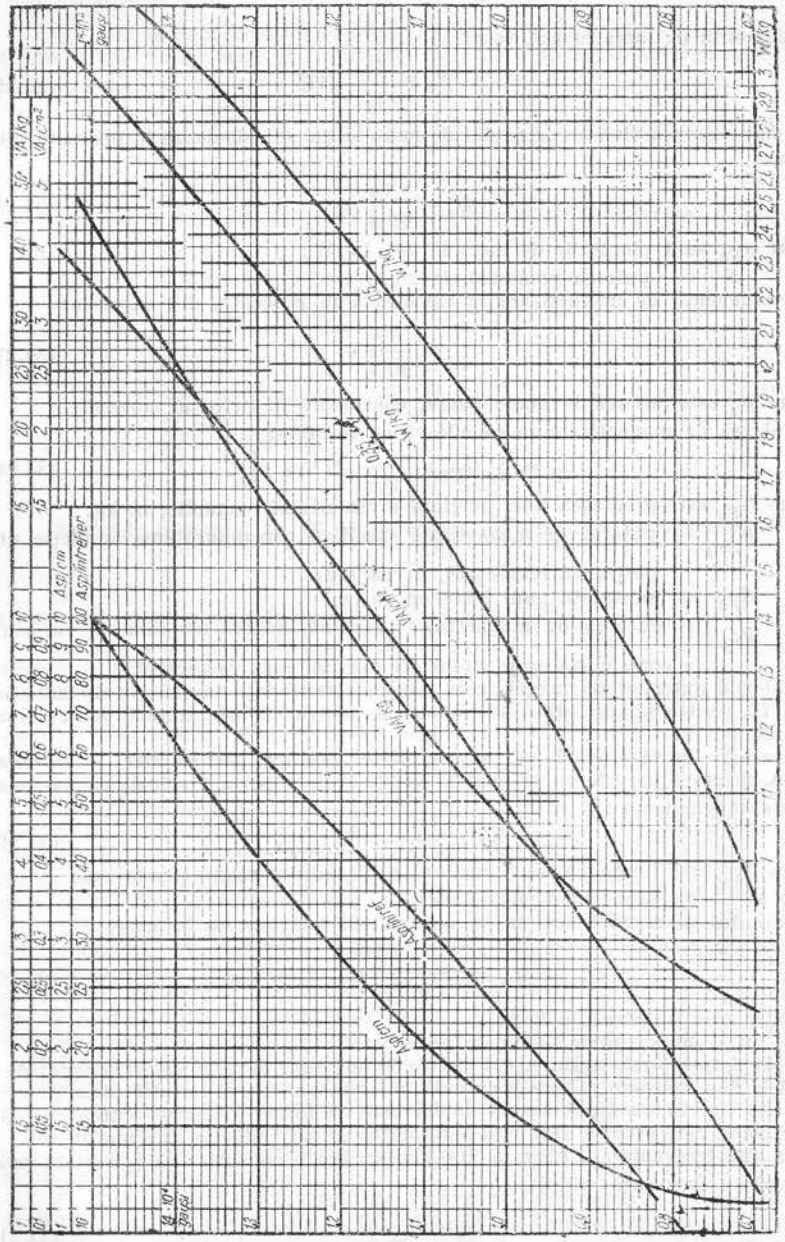


Fig. 77. Caracteristicile magnetice ale tablei silicioase pentru transformatori.

iar reactanţa de mers în gol, este:

$$X_0 = \frac{U}{I_0}, \ [\Omega]. \tag{34.25}$$

Componenta activă a curentului de mers în gol se calculează în procente, din expresia:

$$i_{0a} = \frac{p_{Fe}}{10\,S}, \tag{34.26}$$

în care p_{Fe} sunt pierderile de mers în gol, în W;
S — puterea nominală, în kVA.

Componenta de magnetizare se calculează în procente, din expresia:

$$i_\mu = \frac{p_\mu}{10\,S}, \tag{34.27}$$

în care p_μ este puterea de magnetizare, consumată în circuitul magnetic.

Puterea de magnetizare se calculează cu formula:

$$p_\mu = \sum G_{Fe}\, p'_{Fe_\mu} + \sum S_{Fe}\, p'_{i_\mu}, \tag{34.28}$$

în care G_{Fe} este greutatea unei porţiuni a circuitului magnetic, în kg;
p'_{Fe_μ} — puterea de magnetizare specifică corespunzătoare inducţiei din porţiunea respectivă, în var/kg;
S_{Fe} — suprafaţa unui întrefier, în cm²;
p'_{i_μ} — puterea de magnetizare specifică, pentru întrefier, în var/cm², corespunzătorare inducţiei din regiunea respectivă.

Valorile puterilor de magnetizare specifice sunt date în funcţie de inducţie, în fig. 77, pentru miezuri din table silicioase pentru transformatori, pentru frecvenţa de 50 Hz.

Aceeaşi figură indică şi amperspirele unitare pentru fier şi întrefier as_{Fe} (A. sp/cm)şi as_i (A. sp/ întrefier). Aceste valori permit calcularea amperspirelor de magnetizare (A. sp):

$$AS_\mu = \sum l_{Fe}\, as_{Fe} + \sum i\, as_i, \tag{34.29}$$

în care l_{Fe} este lungimea unei porţiuni a circuitului magnetic, în cm;
i — numărul de întrefieruri.

Curentul de magnetizare, în %, este dat în acest caz de formula:

$$i_\mu = \frac{A\,S_\mu \cdot 100}{m\,Iw.}, \tag{34.30}$$

în care m este numărul de faze;
Iw — amperspirele nominale pe o fază.

Atât amperspirele unitare, cât şi cele totale, sunt date în valori eficace; deci formulele dau valoarea eficace a curentului de magnetizare. La alcătuirea diagramelor din fig. 77 s'a ţinut seamă de factorul de formă al curbei curentului de magnetizare, care este cu atât mai deformată, cu cât inducţia este mai mare.

La altă frecvenţă f_x, până la 100 Hz, se poate considera că i_0 variază proporţional cu frecvenţa, adică:

$$i_{0_x} = i_{0_{50}} \frac{f_x}{50}. \tag{34.31}$$

ζ) *Calculul aproximativ al greutăţii cuprului şi al pierderilor în cupru.* Lungimea medie a spirelor primare şi secundare, l_{Cu}, în cm, se determină aproximativ, cu formulele:

$$l_{Cu} = \pi\left(b_c + \frac{B_f}{2}\right) \text{ la transformatori cu miez rotund (fig. 76, } a) \tag{34.32}$$

$$l_{Cu} = 2\left(b_c + 1{,}15\,a_c + \frac{\pi}{2}B_f\right) \text{ la transformatori în manta (fig. 76, } b).$$

Greutatea cuprului pe o coloană, în kg, este:

$$G_{Cu_{col}} = \gamma_{Cu}\,(w_1 s_1 + w_2 s_2) l_{Cu}\, 10^{-5}, \tag{34.33}$$

în care $\gamma_{Cu} = 8{,}9$ kg/dm³, $\gamma_{Al} = 2{,}7$ kg/dm³;
s_1 şi s_2 sunt secţiunile spirelor, în mm². La p conductori în paralel de secţiune s_c, $s = p\,s_c$.

La transformatori trifazaţi:

$$G_{Cu} = 3\,G_{Cu_{col}}.$$

Pierderile în cupru, în W, se determină aproximativ cu formula:

$$p_{Cu} = G_{Cu}\, p'_{Cu}, \tag{34.34}$$

în care p'_{Cu} sunt pierderile specifice în cupru, în W/kg.

Calculul exact al greutăţii şi al pierderilor în cupru se poate face numai după determinarea datelor geometrice şi electrice ale bobinajelor. Calculul de mai sus verifică însă sumar dacă circuitul magnetic ales permite satisfacerea condiţiilor iniţiale (p_{Cu} şi ξ).

36. **Calculul definitiv.** Calculul definitiv constă din proiectarea înfăşurărilor, verificarea datelor iniţiale referitoare la bobinaje şi stabilirea condiţiilor de izolaţie, de răcire şi de solicitări mecanice.

α) *Proiectarea înfăşurărilor.* Din calculul preliminar se cunosc: tensiunea şi curentul pe fază, numărul de spire din înfăşurarea primară şi secundară şi secţiunile conductorilor. In funcţie de aceste date se alege tipul de înfăşurare. Infăşurările transformatorilor se execută cu bobine concentrice sau alternate. Bobinajele alternate se întrebuinţează numai la transformatori speciali, în general cu miezul în manta. Bobinajele concentrice sunt de mai multe tipuri, şi anume:

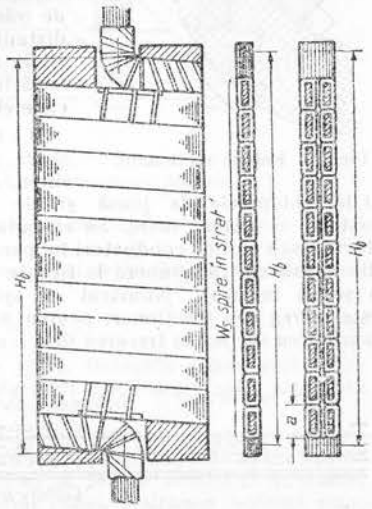


Fig. 78. Bobinaj cilindric.

Bobine cilindrice (fig. 78.) Sunt întrebuinţate la joasă tensiune, până la curenţi de 1 000 A. Ele se execută într'un strat sau în două straturi (recomandabil). Conductorul se poate subîmpărţi în 2 . . . 4 conductori în paralel. Intre

straturi se lasă canale de 6 . . . 12 mm pentru bobine în ulei, şi de 10 . . . 16 m pentru bobine în aer.

Înălţimea bobinei, în mm, este dată de formula:

$$H_b = (w_s + 1)\, a\, p, \qquad (35.1)$$

în care w_s este numărul de spire pe strat;

a — dimensiunea axială a conductorului izolat, în mm;

p — numărul de conductori în paralel.

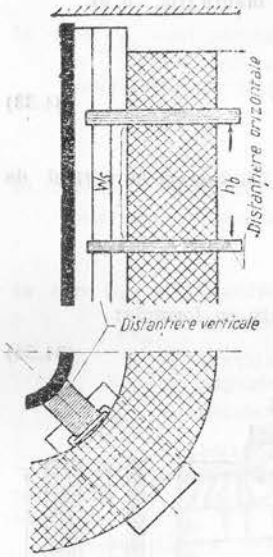


Fig. 79. Bobine secţionate.

Bobine secţionate (în galeţi) (fig. 79). Sunt întrebuinţate la înaltă tensiune şi la curenţi sub 30 A. Se execută din sârmă rotundă, deobicei până la 8 mm² (⌀ 3,2). Galeţii sunt simpli sau dubli (jumelaţi). Tensiunea pe un galet nu depăşeşte 1 000 V, iar între două straturi 160V; altfel, izolaţia dintre straturi se întăreşte. Între galeţi se lasă canale de 4—8 mm, obţinute prin piese de distanţare cu lăţimea de 30 — 40 mm, aşezate la cel mult 100 mm distanţă între ele.

Înălţimea unui galet este:

$$h_b = (w_s + 0{,}8)d, \qquad (35.2)$$

d fiind diametrul conductorului izolat.

Bobine stratificate (fig. 80). Se preferă în locul bobinajelor secţionate, la tensiuni care nu depăşesc 10 kV. In general se execută cu un canal de răcire, în care se montează piese axiale de distanţare, peste care se bobinează restul straturilor. Din cauza tensiunii pe strat destul de mare, izolaţia dintre straturi se întăreşte (în special la capetele bobinei).

Bobine continue (fig. 80 a). Se utilizează (de preferinţă) la bobinajele de înaltă tensiune, cu un curent peste 30 A. Se pot întrebuinţa şi la bobinajele de joasă şi de medie tensiune (6 — 35 kV), la transformatorii de putere mare. Se execută cu un conductor sau cu doi conductori în paralel (în cazul din urmă cu transpunere la fiecare trecere dela o secţie la alta). Numărul de spire pe secţie este întreg sau fracţionar, pentru a evita supraîngroşarea secţiei, la trecerea dela o secţie la alta.

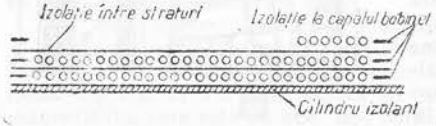


Fig. 80. Bobinaj stratificat.

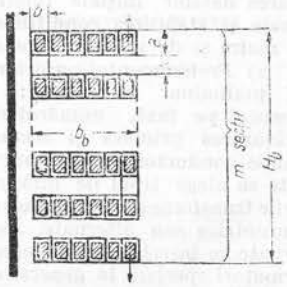


Fig. 80 a. Bobinaj continuu.

Intre secţii se lasă canale de 4 . . . 8 mm sau de 10 . . . 14 mm, după mărimea şi tensiunea transformatorului.

Inălţimea bobinei este dată de formula:

$$H_b = ma + (m - 1)\, k, \qquad (35.3)$$

în care m este numărul de secţii;

a — dimensiunea axială a conductorului izolat, în mm;

k — lăţimea unui canal, în mm.

Bobine spirale. Se întrebuinţează la bobinele de joasă tensiune cu un număr mic de spire şi curent peste 1 000 A. Se execută ca bobine simple, duble sau cuadruple spirale (peste 2 000 A). Bobina simplu spirală are cel puţin 6 conductori în paralel.

Bobinele multiple spirale au toate spiralele în paralel, putând avea deci, de exemplu 4 · 8 = 32 conductori în paralel.

Pentru micşorarea pierderilor suplimentare, bobinele simplu spirale se execută cu o transpunere normală a conductorilor la mijlocul bobinajului şi cu două

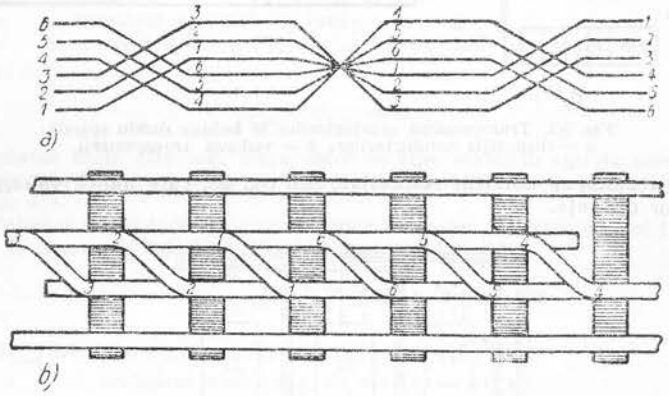


Fig. 81. Bobinaj simplu spiral:
a — schema transpunerii conductorilor; b — transpunere mijlocie.

transpuneri speciale la 1/4 şi 3/4 din înălţimea bobinajului, cum se indică schematic în fig. 81.

In acest caz transpunerea ocupând înălţimea unei secţii şi a unui canal, înălţimea bobinajului este:

$$H_b = (w + 4)\, a + (w + 3)\, k, \qquad (35.4)$$

w fiind numărul de secţii, egal cu numărul de spire. Bobinele dublu spirale se execută cu transpuneri tip Hobart între conductorii celor două spire alăturate (fig. 82).

Numărul transpunerilor este egal cu numărul de conductori în paralel pe ambele spirale. Ele se execută, fie la un număr întreg de spire (electrice), fie la un număr fracţionar, pentruca începutul şi sfârşitul bobinei să fie pe aceeaşi generatoare.

Transpunerile executându-se în dreptul unui canal, înălţimea bobinei este:

$$H_b = 2\,(w + 1)\, a + (2\, w + 1)\, k, \qquad (35.5)$$

w fiind numărul de spire (electrice).

Bobinele cuadruple spirale se execută din două bobine spirale duble în paralel, având una faţă de alta începuturile (şi sfârşiturile) opuse cu 180° pe periferia bobi-

najului. La fiecare pereche de spirale se execută transpuneri Hobart complecte. Înălţimea acestei bobine este:

$$H_b = 2\,(2\,w + 1)\,a + (4\,w + 1)\,k, \tag{35.6}$$

w fiind numărul de spire (electrice) ale bobinei.

Distanţele principale de izolaţie, necesare pentru amplasarea bobinajului în

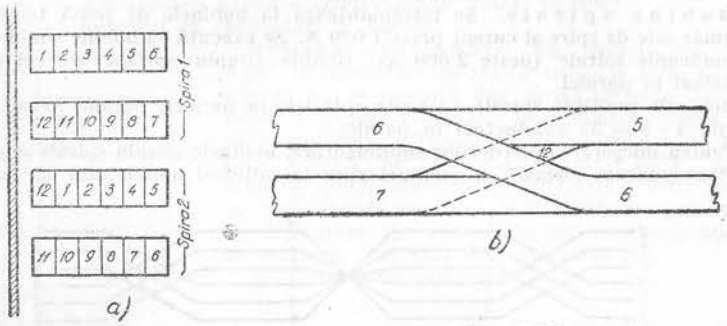
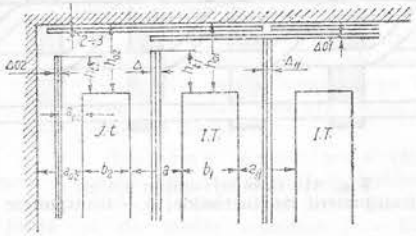


Fig. 82. Transpunerea conductorilor la bobina dublu spirală: a — dispoziţia conductorilor; b — vederea transpunerii.

fereastră, rezultă, cu notaţiile respective, din fig. 83, care indică valorile minime ale acestor distanţe.



S KVA	I.T. KV	I.T.-masă $h_{01}=h_{02}$	a_{01}	I.T.-I.T. a	Δ	I.T.-I.T. a_{11}	Δ_{11}	h_{t1}	j.t. kV	j.t.-masă Δ_{02}	a_{t2}	a_{02}	h_{t2}
10-100	3	20	—	8,5	2,5	10	2	10	1	—	—	5	—
≥180	6	30-50		10	5	10	2						
10-560	10	30	—	12	3	14	2	16	3	2,5	6	12	18
≥750		35		14	5	14	2		6	5		15	
10-560	15	40	—	15	3,5	17	2	22	10	3	8	15	25
≥750		60-50		17	5	17	2			5		18	
10-560	20	50	2	18	4	20	3	30	15	3,5	10	18	30
≥750		50		18	5	20	3			5		20	
10-560	35	60	2	27	5	30	3	40	20	4	13	21	45
≥750		75		27	5	30	3	55		5		23	
10-5600	—	—	—	—	—	—	—	—	35	6	19	30	70

Fig. 83. Distanţele principale de izolaţie.

Izolaţia între spire este realizată deobicei numai prin izolaţia conductorilor (hârtie de cablu sau dublă înfăşurare de bumbac). Bobinajele în galeţi sau stratificate necesită o izolaţie suplimentară între straturi (hârtie de cablu sau carton electrotehnic subţire). La înfăşurările de peste 6 kV, spirele de intrare (circa 5 % din numărul de spire) au o izolaţie întărită. Aceasta se obţine, fie prin îngroşarea izolaţiei conductorului (caz în care se măreşte şi secţiunea lui), fie prin îngroşarea izolaţiei dintre straturi sau spire. Bobinajele de peste 35 kV se prevăd cu inele de gardă sau ecrane capacitative pentru protecţia contra supratensiunilor.

β) *Calculul greutăţii bobinajelor.* Din desenul de bobinaj se determină diametrul mediu al fiecărei înfăşurări. Greutatea bobinajului respectiv (primar sau secundar) rezultă, în kg, din formula:

$$G_{Cu} = m\,\pi\,D_{med}\,w\,p\,s_c\,\gamma\,10^{-5}, \tag{35.7}$$

în care m este numărul de faze;

D_{med} — diametrul mediu al bobinei, în cm;

p — numărul conductorilor în paralel;

s_c — secţiunea unui conductor, în mm²;

w — numărul de spire pe fază;

γ — greutatea specifică; $\gamma_{Cu} = 8{,}9$ kg/dm³; $\gamma_{Al} = 2{,}7$ kg/dm³.

Greutatea teoretică totală este:

$$G_{Cu} = G_{Cu_1} + G_{Cu_2}.$$

Greutatea reală este mai mare, dacă se ţine seamă de spirele suplimentare pentru reglarea tensiunii, de greutatea izolaţiei conductorului, a capetelor pentru conexiuni, etc.

γ) *Calculul rezistenţelor şi al pierderilor în cupru.* Rezistenţa unei înfăşurări, pe fază, se determină în ohmi, cu formula:

$$R = \rho\,\frac{w\pi\,D_{med}}{s}\,10^{-2}, \tag{35.8}$$

în care D_{med} este diametrul mediu al bobinei, în cm;

s — secţiunea unei spire, în mm² ($s = p \cdot s_c$);

ρ — rezistivitatea, în Ω mm²/m. La temperatura de 20°C:

$$\rho_{Cu,\,20^\circ} = 0{,}0175\ \Omega\,\mathrm{mm^2/m}; \quad \rho_{Al,\,20^\circ} = 0{,}030\ \Omega\,\mathrm{mm^2/m}.$$

Calculul rezistenţelor şi al pierderilor se face la temperatura standard de lucru a transformatorilor, fixată la 75°C.

In acest caz:

$$\rho_{Cu,\,75^\circ} = 0{,}0214 = \Omega\,\mathrm{mm^2/m}; \quad \rho_{Al,\,75^\circ} = 0{,}0366\ \Omega\,\mathrm{mm^2/m}.$$

Din rezistenţa primarului R_1 şi a secundarului R_2 se poate deduce rezistenţa de scurtcircuit, raportată la primar, de exemplu:

$$R_k = R_1 + \left(\frac{w_1}{w_2}\right)^2 R_2. \tag{35.9}$$

Pierderile în cupru, în W, se determină pentru fiecare înfăşurare din relaţia:

$$p_{Cu} = m\,R\,I^2, \tag{35.10}$$

în care m este numărul de faze;

R — rezistenţa unei înfăşurări, pe fază, în Ω;

I — curentul nominal al înfăşurării respective, în A.

Calculând separat p_{Cu_1} și p_{Cu_2}, pierderile în cupru vor fi:

$$p_{Cu} = p_{Cu_1} + p_{Cu_2}.$$

Aceste pierderi se pot determina și cu relațiile:

$$\left.\begin{aligned} p_{Cu} &= 2{,}4\, J^2 G_{Cu}; \\ p_{Al} &= 13{,}5\, J^2 G_{Al}. \end{aligned}\right\} \qquad (35.11)$$

În acest caz se va face calculul pentru fiecare porțiune din bobinaj în care densitatea de curent are valori diferite.

La altă temperatură Θ [°C], diferită de 75°C, pierderile în cupru se deduc cu relația:

$$p_{Cu,\Theta^\circ} = p_{Cu,75^\circ} \frac{235 + \Theta}{310}. \qquad (35.12)$$

δ) *Calculul pierderilor suplimentare.* Datorită fluxului de scăpări, curenții nu se distribuie uniform în secțiunea conductorilor, ceeace face ca pierderile reale în cupru să fie mai mari decât pierderile ohmice calculate ca mai sus. De acest lucru se ține seamă adăugând la pierderile ohmice așa numitele pierderi suplimentare. Ele se exprimă, deobicei, ca un procent din pierderile ohmice. Pierderile totale în cupru sunt deci:

$$p_{Cu_t} = p_{Cu} + p_s = p_{Cu}\left(1 + \frac{s}{100}\right),$$

pierderile suplimentare fiind:

$$p_s = s\,\frac{p_{Cu}}{100}.$$

Procentul pierderilor suplimentare se determină cu formula:

$$\frac{s}{100} = \frac{n^2 - 0{,}2}{9}\,\beta^4, \qquad (35.13)$$

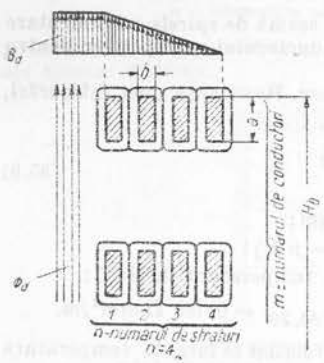


Fig. 84. Calculul pierderilor suplimentare.

în cupru n este numărul conductorilor în sens perpendicular pe direcția fluxului de scăpări (fig. 84);

β — lățimea redusă a conductorului, în cm, se calculează cu formula

$$\beta \approx b \sqrt{\frac{f}{50}} \sqrt{\frac{ma}{H_b}}, \qquad (35.14)$$

în care b este dimensiunea conductorului neizolat, în cm, în sens perpendicular pe direcția fluxului de scăpări;

m — numărul de conductori în sens paralel cu direcția fluxului de scăpări;

a — dimensiunea conductorului neizolat, în cm, în sens paralel cu direcția fluxului de scăpări;

H_b — dimensiunea bobinajului, în cm, în sens paralel cu direcția fluxului de scăpări.

Pentru bobinele simplu spirale cu trei transpuneri

$$n = 1; \qquad \beta \approx b \sqrt{\frac{f}{50}} \sqrt{\frac{ma}{H_b}} \sqrt{\frac{k^2}{16} - 1},$$

k fiind numărul conductorilor în paralel.

Pentru bobinele multiplu spirale cu transpuneri Hobart complecte se aplică formula (35.13), unde n este numărul de conductori în paralel pe o singură spirală.

Pentru bobinele continue cu mai mulți conductori în paralel, cu transpunere, se aplică formula (35.13), unde n este numărul total de conductori pe o secție.

La altă temperatură Θ [°C], diferită de 75°C, pierderile suplimentare se determină cu formula:

$$p_{s,\Theta^\circ} = p_{s,75^\circ} \frac{310}{235 + \Theta}. \qquad (35.15)$$

ε) *Calculul tensiunii de scurtcircuit și al căderii de tensiune în sarcină.* Tensiunea de scurtcircuit se exprimă deobicei în procente din tensiunea nominală a înfășurării respective. Pentru o pereche de înfășurări a unui transformator ea se calculează, în %, cu formula:

$$u_k = \sqrt{u_r^2 + u_x^2}, \qquad (35.16)$$

în care u_r este căderea activă de tensiune, în %;

u_x — căderea de tensiune corespunzătoare fluxului de scăpări, dintre cele două înfășurări, sau tensiunea de scăpări, în %.

Aceste tensiuni se exprimă în volți cu ajutorul formulelor:

$$U_k = u_k \frac{U}{100}; \quad U_r = u_r \frac{U}{100}; \quad U_x = u_x \frac{U}{100}, \qquad (35.17)$$

în care U este tensiunea nominală, în V, a înfășurării respective.

Rezistența și reactanța de scurtcircuit, în Ω, a perechii de înfășurări considerate sunt:

$$R_k = \frac{U_r}{I}; \quad X_k = \frac{U_x}{I}, \qquad (35.18)$$

I fiind curentul nominal, în A, al înfășurării respective.

Căderea activă de tensiune, în procente, se determină din formula:

$$u_r = \frac{p_{Cu_t}}{10S}, \qquad (35.19)$$

în care p_{Cu_t} sunt pierderile totale la scurtcircuit, în W;

S — puterea nominală a transformatorului, în kVA.

Tensiunea de scăpări, exprimată în procente, se calculează cu formula:

$$u_x = \frac{Iw\, D_{med}\, c}{\dfrac{40\,300}{f}\,\dfrac{U}{w}\, H_b}\, k_\rho\, k_\sigma, \qquad (35.20)$$

sau, pentru frecvența de 50 Hz:

$$u_x = \frac{Iw\, D_{med}\, c}{806\, u\, H_b}\, k_\rho\, k_\sigma, \qquad (35.21)$$

în care $u = \frac{U}{w}$ este tensiunea pe o spiră a înfăşurării, în V;

Iw — numărul de amperspire primare (sau secundare) al unei perechi de bobine, prin pereche de bobine înţelegându-se porţiunea de bobinaj cuprinsă între două treceri consecutive prin zero ale curbei de variaţie a câmpului de scăpări, şi prin I, curentul nominal, în A, care traversează porţiunea primară (sau secundară) considerată;

D_{med} — diametrul mediu al canalului principal de scăpări, la bobine concentrice, sau diametrul mediu al bobinelor, la bobine alternate, în cm;

H_b — înălţimea bobinajului, la bobine concentrice, sau lăţimea bobinei, la bobine alternate, în cm;

c — lăţimea redusă a canalului de scăpări, în cm;

k_ρ — coeficientul lui Rogovski;

k_σ — coeficientul scăpărilor suplimentare.

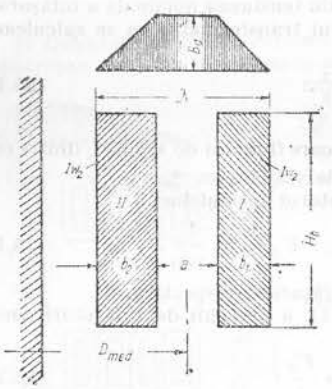


Fig. 85. Bobine simplu concentrice.

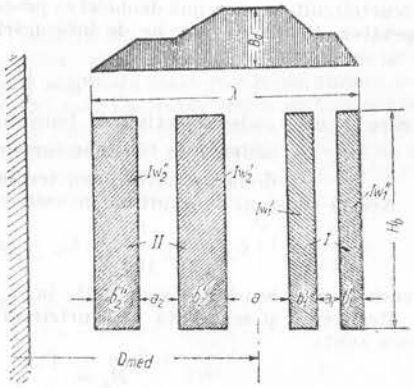


Fig. 86. Bobine concentrice diviza

La bobinele simplu concentrice (fig. 85):

$$Iw = (Iw)_1 = (Iw)_2$$

$$c = a + \frac{b_1 + b_2}{3}.$$

In cazul dimensiunilor radiale mari, în locul produsului $D_{med} \cdot c$ se va introduce expresia:

$$D_{med}\, a + D_{med_1} \frac{b_1}{3} + D_{med_2} \frac{b_2}{3}.$$

La bobinele concentrice divizate (fig. 86):

$$Iw = Iw_1' + Iw_1'' = Iw_1; \qquad Iw = Iw_2' + Iw_2'' = Iw_2;$$

$$c = a + \frac{b_1' + b_1'' + b_2' + b_2''}{3} + a_1 \left(\frac{Iw_1''}{Iw_1}\right)^2 + a_2 \left(\frac{Iw_2''}{Iw_2}\right)^2.$$

La bobinele dublu concentrice (fig. 87) se calculează separat tensiunile de scăpări u_x' şi u_x'' pentru fiecare pereche de bobine, delimitată de trecerea prin zero a curbei câmpului de scăpări. Se va ţine seamă că:

$$\frac{b_1'}{b_1''} = \frac{Iw_1'}{Iw_1''} = \frac{Iw_2'}{Iw_2''}.$$

Tensiunea de scăpări a întregii înfăşurări este:

$$u_x = \frac{u_x' Iw_1' + u_x'' Iw_1''}{Iw_1' + Iw_1''}.$$

Pentru bobine concentrice coeficientul lui Rogovski este dat de formula:

$$k_\rho = 1 - \frac{1}{\pi\mu}\left(1 - e^{-\pi\mu}\right), \quad (35.22)$$

în care $\mu = H_b/\lambda$, λ fiind lăţimea geometrică a perechii de bobine.

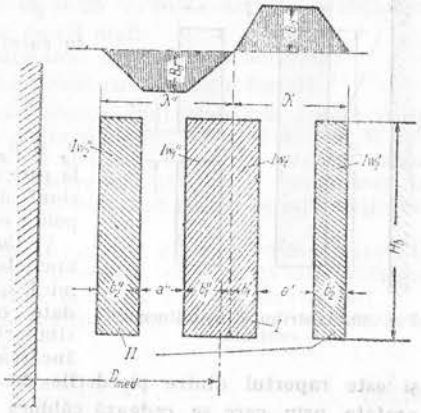


Fig. 87. Bobine concentrice.

La bobinele alternate (fig. 88), tensiunea de scăpări se determină, pentru o pereche de bobine (două semibobine), cu formula (35.20). Coeficientul lui Rogovski este dat, în acest caz de formula:

$$k_{\rho_A} = 1 - \frac{1}{\pi\mu}\left(1 - e^{-\pi\mu}\right) \times \left[1 - 0{,}5\, e^{-2\pi\nu}\left(1 - e^{-\pi\mu}\right)\right], \quad (35.23)$$

în care:

$$\mu = H_b / \lambda;$$

$$\nu = \frac{h_0 + 0{,}03D}{\lambda},$$

toate dimensiunile geometrice fiind în cm.

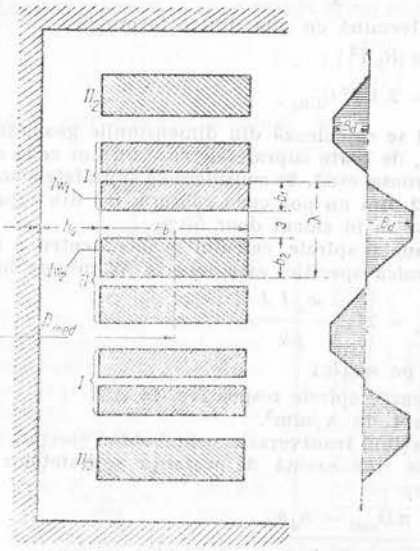


Fig. 88. Bobine alternate.

Coeficientul scăpărilor suplimentare, k_σ, este determinat de distribuţia neuniformă a amperspirelor unei înfăşurări pe înălţimea coloanei, sau în raport cu distribuţia amperspirelor celeilalte înfăşurări. Cel mai frecvent, bobinajul prevăzut cu prize de reglare are, la priza de tensiune nominală (pentru care se calculează u_x), o anumită înălţime h_b pe care lipsesc amperspire, în regiunea mijlocie (fig. 89). In acest caz:

$$k_\sigma = 1 + 0{,}5 \frac{h_b}{H_b}\left(1 + 0{,}5 \frac{\pi h_b}{\lambda}\right). \quad (35.24)$$

Căderea de tensiune, la sarcină şi factor de putere secundar date, se determină, în procente, cu formula:

$$\Delta u = x + \frac{y^2}{200}, \qquad (35.25)$$

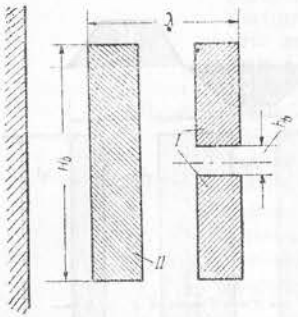


Fig. 89. Distribuţie neuniformă centrală.

în care:

$$x = u_r \cos\varphi_2 + u_x \sin\varphi_2;$$
$$y = u_r \sin\varphi_2 - u_x \sin\varphi_2,$$

u_r şi u_x fiind calculate în procente pentru sarcina la care se determină căderea de tensiune. La tensiuni de scurtcircuit mai mici decât 4%, se poate considera $\Delta u = x$.

ζ) *Calculul încălzirii bobinajelor.* Incălzirea bobinajelor se determină calculând încărcarea termică specifică a bobinei şi folosind tabele de date obţinute experimental pe transformatori similari, care dau încălzirea bobinelor respective. Incărcarea termică specifică se exprimă în W/m² şi este raportul dintre pierderile de putere dintr'o bobină p_b (în W) şi suprafaţa prin care se cedează căldura S_b (în m²). Astfel:

$$q_b = \frac{p_b}{S_b}. \qquad (35.26)$$

Pierderile dintr'o bobină se determină cu una dintre formulele:

$$p_b = R_b I^2;$$
$$p_b = 2{,}4\, J^2 G_{Cu_b}.$$

Suprafaţa de cedare a căldurii se calculează din dimensiunile geometrice ale bobinei, ţinând seamă, bine înţeles, de toate suprafeţele care nu pot ceda căldura (acoperite de distanţori, de tuburi groase, etc.). Se consideră că suprafeţele acoperite de tuburi izolante cu grosimea de 2 mm nu pot ceda căldura, iar din suprafeţele acoperite de tuburi de 0,5 mm se ia în calcul doar 50%.

Pentru bobine în galeţi, continue şi spirale, calculul se face pentru o singură secţie. In acest caz, încărcarea termică specifică este dată în W/m², de formula:

$$q_b = 21{,}4 \frac{w_s I J}{pk}, \qquad (35.27)$$

în care w_s este numărul de spire pe secţie;
I — curentul care parcurge spirele respective, în A;
J — densitatea de curent, în A/mm².
p — perimetrul unei secţiuni transversale prin bobină (secţie), în mm;
k — un coeficient care ţine seamă de prezenţa suprafeţelor ce nu cedează căldura:

$$k = \frac{\pi D_{med} - n_d b_d}{\pi D_{med}};$$

aici, D_{med} este diametrul mediu al secţiei, în mm;
n_d — numărul de distanţori pe periferie;
b_d — lăţimea unui distanţor, în mm.

Incălzirea maximă admisă pentru bobinaje în ulei este de 70 °C şi pentru bobinaje în aer, de 60 °C.

Pentru transformatori în ulei, încălzirea medie a uleiului faţă de mediul ambiant este, în general, $\Theta_u = 40 \ldots 45$ °C. In aceste condiţii, încălzirea bobinajelor faţă de ulei trebue să fie cel mult $\Theta_b = 25 \ldots 30$ °C. Aceasta se obţine în general, pentru încărcări termice specifice de cel mult:

$q_b = 1\,000 \ldots 1\,400$ W/m² la transformatori cu circulaţie naturală;
$q_b = 2\,000 \ldots 2\,800$ W/m² la transformatori cu circulaţie forţată.

La transformatori uscaţi, încărcările termice sunt mult mai reduse şi nu depăşesc valoarea de 600 W/m², pentru suprafeţele exterioare şi de 280 W/m², pentru cele interioare. Aceste încărcări pot fi mai mari numai cu condiţia asigurării unor posibilităţi de ventilaţie cât mai bune (canale largi şi numeroase). In general, numai alegerea iniţială a unei densităţi de curent reduse permite obţinerea unei încălziri care să nu depăşească 60 °C.

η) *Calculul forţelor mecanice.* Conductorii parcurşi de curent fiind plasaţi în câmpul fluxului de scăpări sunt supuşi la forţe mecanice. Aceste forţe ating valoarea lor maximă, când valoarea curentului este maximă, deci la scurtcircuit.

Pentru transformatori cu bobinaje concentrice forţa radială se calculează, în kg, cu formula:

$$F_r = 6{,}4\, w^2 I^2 \frac{\pi D_{med}}{H_b} 10^{-8}, \qquad (35.28)$$

I fiind exprimat în A, iar D_{med} şi H_b în cm.

Curentul maxim la scurtcircuit brusc este dat de formula:

$$I = I_n \left(\frac{100}{u_k}\right) \sqrt{2}\, k_r, \qquad (35.29)$$

în care I_n este curentul nominal, în A;
u_k — tensiunea de scurtcircuit, în %;
k_r — un coeficient care ţine seamă de mărimea iniţială a curentului de scurtcircuit, datorită componentei sale tranzitorii. Valoarea sa variază dela 1,2 pentru $u_x/u_r = 2$, până la 1,7 pentru $u_x/u_r = 10$.

Forţele axiale sunt importante numai în cazul unor asimetrii ale bobinajelor. Pentru o situaţie cum este cea din fig. 90, forţa axială, în kg, rezultă din formula

$$F_a = F_r \frac{h_b}{H_b} k_a \qquad (35.30)$$

în care $k_a \approx 1{,}4$ pentru $H_b/c = 50$, până la $k_a \approx 1{,}9$ pentru $H_b/c = 10$.

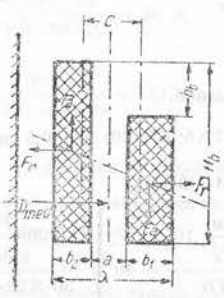


Fig. 90. Pentru calculul forţei axiale.

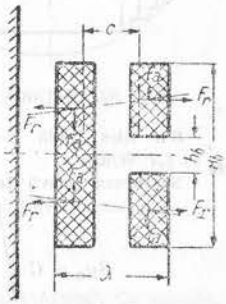


Fig. 91. Pentru calculul forţei axiale.

Pentru o situaţie cum este cea din fig. 91, forţa axială se consideră ½ din valoarea calculată cu formula de mai sus.

36. Exemplu de calcul. Calculul unui transformator trifazat, cu răcire în ulei, de 3 200 kVA, 38 500 ± 5%/10 500 V; conexiune Y_0 d — 11, 50 Hz.

Se dau următoarele date tehnice ale transformatorului:

$$p_{Fe} = 11\,500 \text{ W}; \quad p_{Cu} = 37\,000 \text{ W}; \quad u_k = 7\%; \quad i_0 = 4\%.$$

Valorile pierderilor stabilesc raportul:

$$\xi = \frac{p_{Cu}}{p_{Fe}} = \frac{37\,000}{11\,500} = 3{,}22.$$

Se alege densitatea de curent medie:

$$J = 4{,}2 \text{ A/mm}^2.$$

Cu un coeficient de pierderi suplimentare $k_{s_{Cu}} = 1{,}05$ rezultă pierderile specifice în cupru:

$$p'_{Cu} = k_{s_{Cu}} 2{,}4\, J^2 = 1{,}05 \cdot 2{,}4 \cdot 4{,}2^2 = 44{,}4 \text{ W/kg}.$$

Se alege inducţia medie:

$$B = 14\,400 \text{ gauşi}.$$

Cu coeficientul pierderilor suplimentare $k_{s_{Fe}} = 1{,}10$ şi cu

$$\beta = \frac{B}{10\,000} = \frac{14\,400}{10\,000} = 1{,}44$$

rezultă pierderile specifice în fier (34.3):

$$p'_{Fe} = k_{s_{Fe}}\, p_{10}\, \beta^2 = 1{,}10 \cdot 1{,}7 \cdot 1{,}44^2 = 3{,}78 \text{ W/kg}.$$

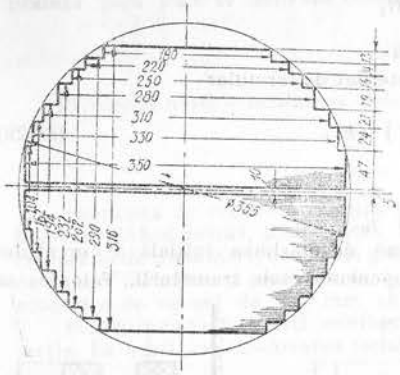


Fig. 92. Secţiune prin coloană.

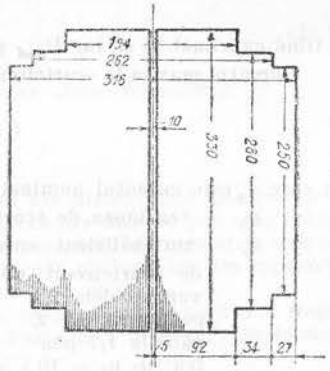


Fig. 93. Secţiune prin jug.

S'a ales tablă *E*-IV (STAS 673-49) de 0,5 mm grosime, cu pierderile unitare $p_{10} = 1{,}7$ W/kg.

Secţiunea activă de fier este (34.5):

$$S_{Fe} = C \sqrt{\frac{S\, \frac{p'_{Cu}}{p'_{Fe}}\, 10^5}{f \xi J B}} = 40 \sqrt{\frac{3\,200\, \frac{44{,}4}{3{,}78}\, 10^5}{50 \cdot 3{,}22 \cdot 4{,}2 \cdot 14\,200}} = 792 \text{ cm}^2.$$

Tola fiind izolată cu hârtie $k_{Fe} = 0{,}87$; deci suprafaţa geometrică a secţiunii trebue să fie:

$$S'_{Fe} = \frac{S_{Fe}}{k_{Fe}} = \frac{792}{0{,}87} = 911 \text{ cm}^2.$$

Se realizează o secţiune cu şapte trepte, înscrisă într'un cerc cu $D_c = 365$ mm (fig. 92).

Suprafaţa geometrică se deduce din dimensiunile treptelor:

$$S'_{Fe_{col}} = 2\,(35 \cdot 4{,}7 + 33 \cdot 2{,}4 + 31 \cdot 2{,}1 + 28 \cdot 1{,}9 + 25 \cdot 1{,}5 + 22 \cdot 1{,}4 + 18 \cdot 1{,}3);$$

$$S'_{Fe_{col}} = 907{,}4 \text{ cm}^2.$$

Secţiunea activă a fierului este:

$$S_{Fe_{col}} = k_{Fe}\, S'_{Fe_{col}} = 0{,}87 \cdot 907{,}4 = 790 \text{ cm}^2.$$

Jugurile se execută din tole de aceeaşi lăţime ca şi cele folosite la coloană (fig. 93). Atât jugurile, cât şi coloanele, sunt prevăzute cu un canal de răcire de 10 mm.

Secţiunea geometrică a jugului este:

$$S'_{Fe_{jug}} = 2\,(33 \cdot 9{,}2 + 28 \cdot 3{,}4 + 25 \cdot 2{,}7) = 932{,}4 \text{ cm}^2,$$

iar secţiunea activă:

$$S_{Fe_{jug}} = S'_{Fe_{jug}}\, k_{Fe} = 932{,}4 \cdot 0{,}87 = 811 \text{ cm}^2.$$

Valoarea fluxului este (34.10):

$$\Phi = B\, S_{Fe}\, 10^{-8} = 14\,400 \cdot 790 \cdot 10^{-8} = 0{,}1138 \text{ Wb}.$$

Tensiunea primară pe fază este:

$$U_1 = \frac{38\,500}{\sqrt{3}} = 22\,229 \text{ V},$$

iar tensiunea secundară:

$$U_2 = 10\,500 \text{ V}.$$

Numărul de spire primare este dat de relaţia (34.11):

$$w_1 = \frac{U_1}{4{,}44\, f\, \Phi} = \frac{22\,229}{4{,}44 \cdot 50 \cdot 0{,}1138} = 880 \text{ spire pe fază}.$$

Numărul de spire secundare este:

$$w_2 = w_1 \frac{U_2}{U_1} = 880\, \frac{10\,500}{22\,229} = 416 \text{ spire pe fază}.$$

Curentul nominal primar pe fază este:

$$I_1 = \frac{3\,200 \cdot 10^3}{\sqrt{3} \cdot 38\,500} = 48 \text{ A},$$

iar cel secundar:

$$I_2 = \frac{3\,200 \cdot 10^3}{\sqrt{3} \cdot 10\,500} = 101{,}6 \text{ A}.$$

Pătura totală de curent este:

$$2\, Iw = 2 \cdot 48 \cdot 880 = 84\,500 \text{ A}.$$

Alegând pătura de curent specifică $A = 940$ A/cm, rezultă înălţimea ferestrei:

$$H_f = \frac{2Iw}{A} = \frac{84\,500}{940} = 90 \text{ cm}.$$

Densitatea de curent se stabileşte, în ambele bobinaje la $J = 4{,}24$ A/mm². Cu aceasta, secţiunile conductorilor sunt:

$$s_1 = \frac{I_1}{J_1} = \frac{48}{4{,}24} = 11{,}3 \text{ mm}^2;$$

$$s_2 = \frac{I_2}{J_2} = \frac{101{,}6}{4{,}24} = 24 \text{ mm}^2.$$

Alegând coeficientul de umplere al ferestrei $k_{Cu} = 0{,}16$, se determină suprafaţa ferestrei:

$$S_{Cu} = 2\,(w_1 s_1 + w_2 s_2)\,10^{-2} = 4\,w_1 s_1\,10^{-2} =$$

$$= 4 \cdot 880 \cdot 11{,}3 \cdot 10^{-2} = 398 \text{ cm}^2;$$

$$S_f = \frac{S_{Cu}}{k_{Cu}} = \frac{398}{0{,}16} = 2\,490 \text{ cm}^2.$$

Lăţimea ferestrei rezultă:

$$B_f = \frac{S_f}{H_f} = \frac{2\,490}{90} = 27{,}6 \text{ cm}.$$

Se alege valoarea $B_f = 28$ cm.

Greutatea fierului se determină separat pentru coloane şi juguri:

$$G_{Fe_{col}} = \gamma\, S_{Fe_{col}}\, 3\, H_f\, 10^{-3} = 7{,}6 \cdot 790 \cdot 3 \cdot 90 \cdot 10^{-3} = 1\,620 \text{ kg};$$

$$G_{Fe_{jug}} = \gamma\, S_{Fe_{jug}}\,(4B_f + 6b_c)\,10^{-3} = 7{,}6 \cdot 811\,(4 \cdot 28 + 6 \cdot 35)10^{-3} = 1980 \text{ kg};$$

$$G_{Fe} = G_{Fe_{col}} + G_{Fe_{jug}} = 1620 + 1980 = 3600 \text{ kg}.$$

Calculul pierderilor în fier. Pierderile specifice se determină din fig. 77 pentru $B_{col} = 14\,400$ gauşi şi

$$B_{jug} = \frac{S_{Fe_{col}}}{S_{Fe_{jug}}}\, B_{col} = \frac{790}{811}\, 14\,400 = 14\,000 \text{ gauşi}.$$

Se obţin:

$$p'_{Fe_{col}} = 3{,}27 \text{ W/kg} \quad \text{şi} \quad p'_{Fe_{jug}} = 3{,}13 \text{ W/kg};$$

$$p_{Fe_{col}} = G_{Fe_{col}}\, p'_{Fe_{col}} = 1\,620 \cdot 3{,}27 = 5\,300 \text{ W}$$

$$p_{Fe_{jug}} = G_{Fe_{jug}}\, p'_{Fe_{jug}} = 1\,980 \cdot 3{,}13 = 6\,200 \text{ W}.$$

Pierderile în fier sunt:

$$p_{Fe} = 5\,300 + 6\,200 = 11\,500 \text{ W}.$$

Calculul curentului de mers în gol. Fig. 77 dă următoarele date:

B =	14 400 gauşi	14 000 gauşi
p'_{Fe_μ} =	32 var/kg	26 var/kg
p'_{i_μ} =	2,85 var/cm²	2,45 var/cm²
as_{Fe} =	7,6 A.sp/cm	6,3 A.sp/cm
as_i =	87 A.sp/intrefier	79 A.sp/intrefier.

Puterea de magnetizare este:

$$p_\mu = G_{Fe_{col}}\, p'_{Fe_{\mu\, col}} + G_{Fe_{jug}}\, p'_{Fe_{\mu\, jug}} + 3S_{Fe_{col}}\, p'_{i_{\mu\, col}} + 4S_{Fe_{jug}}\, p'_{i_{\mu\, jug}} =$$

$$= 1\,620 \cdot 32 + 1\,980 \cdot 26 + 3 \cdot 790 \cdot 2{,}85 + 4 \cdot 811 \cdot 2{,}45 = 118\,000 \text{ var}.$$

Curentul de mers în gol rezultă:

$$i_0 \approx i_\mu = \frac{p_\mu}{10S} = \frac{118\,000}{10 \cdot 3\,200} = 3{,}69\%.$$

Amperspirelele de magnetizare sunt:

$$AS_\mu = l_{Fe_{col}}\, as_{Fe_{col}} + l_{Fe_{jug}}\, as_{Fe_{jug}} + 3\, as_{i\, col} + 4\, as_{i\, jug};$$

cu:

$$l_{Fe_{col}} = 3H_f = 3 \cdot 90 = 270 \text{ cm}$$

şi

$$l_{Fe_{jug}} = 4B_f + 6\, b_c = 4 \cdot 28 + 6 \cdot 35 = 322 \text{ cm},$$

se obţine:

$$AS_\mu = 270 \cdot 7{,}6 + 322 \cdot 6{,}3 + 3 \cdot 87 + 4 \cdot 79 = 4\,657 \text{ A.sp}$$

şi curentul de magnetizare, pentru alimentare trifazată ($m = 3$) este:

$$i_\mu = \frac{AS_\mu \cdot 100}{mIw} = \frac{4\,657 \cdot 100}{3 \cdot 880 \cdot 48} = 3{,}68\ \%.$$

Calculul aproximativ al greutăţii şi al pierderilor în cupru. Lungimea medie a spirelor se poate considera:

$$l_{Cu} = \pi\left(b_c + \frac{B_f}{2}\right) = \pi\left(35 + \frac{28}{2}\right) = 154 \text{ cm}.$$

Greutatea totală a cuprului va fi aproximativ:

$$G_{Cu_t} = m\gamma_{Cu}\, 2\, w_1 s_1 l_{Cu}\, 10^{-5} = 3 \cdot 8{,}9\, 2\,880 \cdot 11{,}3 \cdot 154 \cdot 10^{-5} = 816 \text{ kg}.$$

Pierderile specifice în cupru fiind:

$$p'_{Cu} = 2{,}4\, J^2 = 2{,}4 \cdot 4{,}25^2 = 43{,}3 \text{ W/kg},$$

rezultă pierderile totale aproximative în cupru:

$$p_{Cu_t} = k_{s_{Cu}}\, p'_{Cu}\, G_{Cu} = 1{,}05 \cdot 43{,}3 \cdot 816 = 37\,100 \text{ W}.$$

Bobinajul de joasă tensiune. Sunt determinate:

$$w_2 = 416 \text{ spire}, \quad U_2 = 10\,500 \text{ V}, \quad I_2 = 101{,}6 \text{ A}, \quad s_2 = 24 \text{ mm}^2.$$

Se alege un conductor de $9{,}3 \times 2{,}63$ mm, având colţurile rotunjite, astfel încât să rezulte secţiunea de 24 mm².

Se execută un bobinaj continuu, format din 55 de secţii. Primele cinci dela fiecare capăt, au $6\,\frac{5}{10}$ spire; restul, de 45, au $7\,\frac{8}{10}$ spire.

Numărul de spire pe fază este deci

$$w_2 = 2 \cdot 5 \cdot 6\,\frac{5}{10} + 45 \cdot 7\,\frac{8}{10} = 416.$$

Conductorul este izolat BT, grosimea stratului izolant pe ambele laturi fiind 0,6 mm.

O secţie normală de $7\,\frac{8}{10}$ spire este reprezentată în fig. 94.

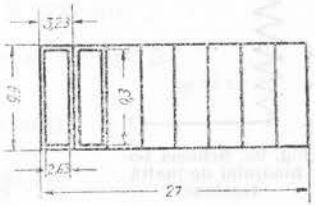


Fig. 94. Secţie a bobinajului de joasă tensiune.

Lăţimea va corespunde la opt conductori şi, luând în consideraţie un joc de 0,1 mm la fiecare conductor şi supraîngroşarea secţiei datorită impregnării, rezultă

$$b_{b_2} = 8\,(2{,}63 + 0{,}6 + 0{,}1) + 0{,}4 = 27 \text{ mm}.$$

Între cele 55 de secţii se lasă 14 canale (câte şapte la fiecare capăt) de 6 mm, şi restul, de 40, de 4 mm.

Înălţimea bobinei este

$$H_b = 55\,(9{,}3 + 0{,}6 + 0{,}1) + 14 \cdot 6 + 40 \cdot 4 - 14 = 780 \text{ mm}.$$

S'au scăzut 14 mm care reprezintă circa 5% din înălţimea ocupată de distanţorii de carton şi echivalează cu presarea acestora.

La galeţii de intrare, între spire se montează fâşii de presspan cu grosimea de 0,5 mm astfel ca lăţimea secţiei să rezulte tot 27 mm.

Bobinajul de înaltă tensiune. Sunt determinate

$$U_1 = 22\,229 \text{ V}; \quad I_1 = 48 \text{ A}; \quad s_1 = 11{,}3 \text{ mm}^2.$$

Pentru realizarea reglării de ± 5 % a tensiunii se prevăd

$$w_1 = 880 \pm 44 \text{ spire pe fază.}$$

Se alege un conductor de 7,4 × 1,56 mm, având colţurile rotunjite, astfel ca secţiunea să rezulte 11,3 mm².

Se execută un bobinaj continuu cu 64 de secţii dispuse ca în fig. 95.

Sunt 2 · 4 secţii de intrare, 2 · 25 secţii normale şi 2 · 3 secţii de reglare. Secţiile de intrare au 11 spire.

Din cele 50 de secţii normale, 2·24 au câte 15 spire fiecare şi 2·1 au câte 14 spire. Din cele 6 secţii de reglare, 2 · 2 au câte 15 spire şi 2 · 1 câte 14 spire fiecare.

Numărul total de spire este deci

$$w_1 = 2\cdot4\cdot11+2\cdot24\cdot15+2\cdot1\cdot14+2\cdot2\cdot15+2\cdot1\cdot14 = 924 = 880 + 44;$$

din acestea

$$w'_1 = 2 \cdot 4 \cdot 11 = 88 \text{ sunt spire de intrare.}$$

Conductorul se izolează *BBT* cu o grosime a stratului izolant pe ambele laturi de 0,7 mm.

O secţie normală este reprezentată în fig. 96.

Admiţând o supraîngroşare de 0,6 mm, datorită impregnării, lăţimea unei secţii este

$$b_{b_1} = 15\,(1{,}56 + 0{,}7 + 0{,}1) + 0{,}6 = 36 \text{ mm.}$$

Intre cele 64 secţii se lasă 12 canale (câte 6 la fiecare capăt) de 6 mm, şi restul de 51, de 4 mm.

Inălţimea bobinei rezultă:

$$H_b = 64\,(7{,}4 + 0{,}7) + 12 \cdot 6 + 51 \cdot 4 - 14 = 780 \text{ mm.}$$

S'au scăzut 14 mm, reprezentând presarea.

Secţiile de intrare se execută din conductor de 7,4 × 1,81 mm, cu secţiunea

$$s' = 13{,}3 \text{ mm}^2.$$

Aici

$$J'_1 = \frac{48}{13{,}3} = 3{,}61 \text{ A/mm}^2.$$

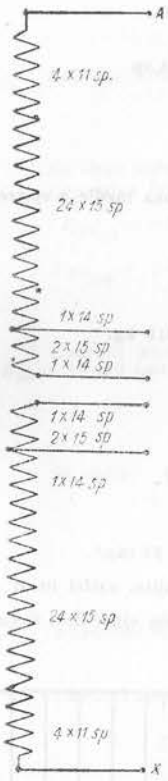


Fig. 95. Schema bobinajului de înaltă tensiune.

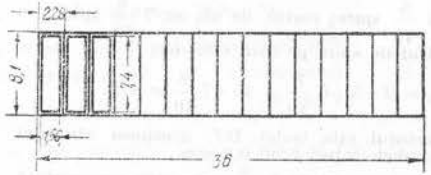


Fig. 96. Secţie a bobinajului de înaltă tensiune.

Aceşti conductori se supraizolează cu bandă de bumbac, astfel ca supraîngroşarea să fie de 0,6 mm faţă de izolaţia normală.

Lăţimea acestor galeţi este

$$b'_{b_1} = 11\,(1{,}81 + 0{,}7 + 0{,}6 + 0{,}1) + 0{,}7 = 36 \text{ mm.}$$

Ţinând seamă de distanţele minime de izolaţie, dispoziţia bobinajelor în interiorul ferestrei se face conform schiţei din fig. 97.

Calculul greutăţii cuprului. Din fig. 97 se determină

$$D_{med_2} = 40 + 2{,}7 = 42{,}7 \text{ cm};$$

$$D_{med_1} = 51{,}8 + 3{,}6 = 55{,}4 \text{ cm.}$$

Greutatea cuprului secundar este

$$G_{Cu_2} = m\pi D_{med_2}\, w_2\, s_2\, \gamma_{Cu} 10^{-5} = 3 \cdot \pi\, 42{,}7 \cdot 416 \cdot 24 \cdot 8{,}9 \cdot 10^{-5} = 357 \text{ kg.}$$

Greutatea cuprului primar se calculează separat pentru conductorii de secţiune mărită şi pentru cei normali

$$G'_{Cu_1} = 3 \cdot \pi\, 55{,}4 \cdot 88 \cdot 13{,}3 \cdot 8{,}9 \cdot 10^{-5} = 54{,}5 \text{ kg.}$$

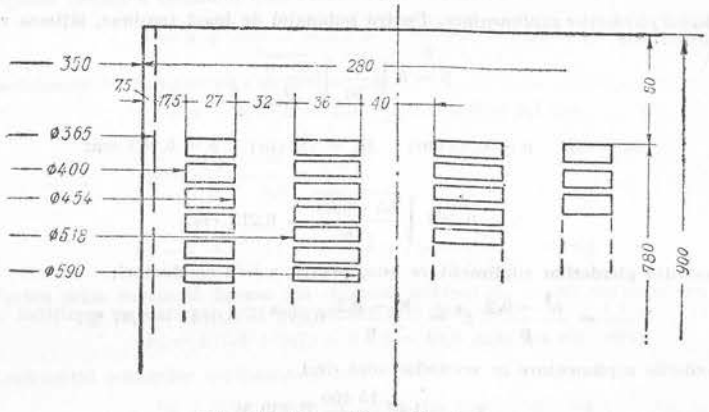


Fig. 97. Dispoziţia bobinajelor.

Numărul spirelor de secţiune normală (la priza nominală de tensiune) este

$$w''_1 = w_1 - w'_1 = 880 - 88 = 792;$$

$$G''_{Cu_1} = 3 \cdot \pi\, 55{,}4 \cdot 792 \cdot 11{,}3 \cdot 8{,}9 \cdot 10^{-5} = 416{,}5 \text{ kg.}$$

Greutatea totală a cuprului este

$$G_{Cu} = 357 + 54{,}5 + 416{,}5 = 828 \text{ kg.}$$

Calculul rezistenţelor. Rezistenţa bobinajului secundar, la 75°C, este

$$R_2 = \rho \frac{w_2\, \pi\, D_{med_2}}{s_2} 10^{-2} = 0{,}0214 \frac{416 \cdot \pi\, 42{,}7}{24} \cdot 10^{-2} = 0{,}497\ \Omega.$$

Pentru bobinajul primar

$$R'_1 = 0{,}0214 \frac{88 \cdot \pi\, 55{,}4}{13{,}3} \cdot 10^{-2} = 0{,}247\ \Omega;$$

$$R''_1 = 0{,}0214 \frac{792 \cdot \pi\, 55{,}4}{11{,}3} \cdot 10^{-2} = 2{,}61\ \Omega;$$

$$R_1 = R'_1 + R''_1 = 2{,}857\ \Omega.$$

Rezistenţa totală raportată la primar este

$$R_k = R_1 + \left(\frac{w_1}{w_2}\right)^2 R_2 = 2{,}857 + \left(\frac{880}{416}\right)^2 \cdot 0{,}497 = 5{,}13\ \Omega.$$

Calculul pierderilor în cupru. Pentru bobinajul secundar

$$p_{Cu_2} = m\, R_2\, I_2^2 = 3 \cdot 0{,}497 \cdot 101{,}6^2 = 15\,400 \text{ W,}$$

sau

$$p_{Cu_2} = 2{,}4\, J_2^2\, G_{Cu_2} = 2{,}4 \cdot 4{,}24^2 \cdot 357 = 15\,400 \text{ W.}$$

Pentru bobinajul primar

$$p_{Cu_1} = m R_1 I_1^2 = 3 \cdot 2{,}857 \cdot 48^2 = 19\,700 \text{ W}$$

sau

$$p_{Cu_1} = 2{,}4 \left(J_1'^2 G'_{Cu_1} + J_1'^2 G''_{Cu_1} \right) =$$

$$= 2{,}4\,(3{,}61^2 \cdot 54{,}5 + 4{,}24^2 \cdot 416{,}5) = 19\,700 \text{ W}.$$

Calculul pierderilor suplimentare. Pentru bobinajul de joasă tensiune, lăţimea redusă a conductorului este

$$\beta = b \sqrt{\frac{f}{50}} \sqrt{\frac{m \cdot a}{H_b}},$$

cu

$$m = 55; \quad a = 0{,}93 \text{ cm}; \quad H_b = 78 \text{ cm}; \quad b = 0{,}263 \text{ cm}:$$

rezultă

$$\beta = 0{,}263 \sqrt{\frac{55 \cdot 0{,}93}{78}} = 0{,}213 \text{ cm}.$$

Procentul pierderilor suplimentare este, pentru $n = 8$ conductori;

$$\frac{s}{100} = \frac{n^2 - 0{,}2}{9} \beta^4 = \frac{8^2 - 0{,}2}{9} 0{,}213^4 = 0{,}0147 = 1{,}47\,\%.$$

Pierderile suplimentare în secundar sunt deci

$$p_{s_2} = 1{,}47 \frac{15\,400}{100} \simeq 230 \text{ W}.$$

Pentru primar nu se calculează pierderile suplimentare, ele fiind neglijabile, datorită dimensiunii radiale a conductorului $b_1 = 0{,}156$ cm.

Pierderile în cuprul primar sunt

$$p_{Cu_1} = 19\,700 \text{ W};$$

în secundar

$$p_{Cu_{2t}} = p_{Cu_2} + p_{s_2} = 15\,400 + 230 = 15\,630 \text{ W};$$

pierderile totale în cuprul transformatorului revin la

$$p_{Cu_t} = p_{Cu_1} + p_{Cu_{2t}} = 19\,700 + 15\,630 = 35\,330 \text{ W}.$$

Calculul tensiunii de scurtcircuit. Căderea activă de tensiune, în procente, este

$$u_r = \frac{p_{Cu_t}}{10S} = \frac{35\,330}{10 \cdot 3\,200} \simeq 1{,}1\,\%.$$

Tensiunea de scăpări se calculează cu formula

$$u_x = \frac{Iw \cdot D_{med} \cdot c}{806\, u\, H_b} k_\rho\, k_\sigma$$

în care

$$Iw = 48 \cdot 880 = 42\,240 \text{ A.sp};$$

$$D_{med} = \frac{45{,}4 + 51{,}8}{2} = 48{,}6 \text{ cm};$$

$$u = \frac{22\,229}{880} = 25{,}3 \text{ V/spiră};$$

$$H_b = 78 \text{ cm}.$$

Apreciind izolaţia unei secţii la 1 mm pe ambele laturi, dimensiunile bobinelor limitate de cupru sunt:

$$b_1 = 3{,}6 - 0{,}1 = 3{,}5 \text{ cm};$$

$$b_2 = 2{,}7 - 0{,}1 = 2{,}6 \text{ cm}.$$

iar canalul de scăpări

$$a = 3{,}2 + 0{,}1 = 3{,}3 \text{ cm}.$$

Lăţimea redusă a canalului este deci

$$c = a + \frac{b_1 + b_2}{3} = 3{,}3 + \frac{3{,}5 + 2{,}6}{3} = 5{,}33 \text{ cm}.$$

Coeficientul lui Rogovski se deduce cu

$$\lambda = a + b_1 + b_2 = 3{,}3 + 3{,}5 + 2{,}6 = 9{,}4 \text{ cm}$$

şi cu

$$\mu = \frac{H_b}{\lambda} = \frac{78}{9{,}4} = 8{,}3,$$

la

$$k_\rho = 1 - \frac{1}{\pi \mu} \left(1 - e^{-\pi \mu}\right) \approx 1 - \frac{1}{\pi \cdot 8{,}3} = 0{,}962.$$

Pentru priza nominală lipsesc din circuitul bobinei de înaltă tensiune trei galeţi de reglare. Înălţimea pe care nu sunt amperspire este deci de

$$h_b = 3\,(7{,}4 + 0{,}7) + 4 \cdot 4 = 40{,}3 \text{ mm} \approx 4 \text{ cm}.$$

Coeficientul scăpărilor suplimentare este

$$k_\sigma = 1 + \frac{1}{2} \frac{h_b}{H_b} \left(1 + \frac{1}{2} \frac{\pi h_b}{\lambda}\right) = 1 + \frac{1}{2} \frac{4}{78} \left(1 + \frac{1}{2} \frac{\pi 4}{9{,}4}\right) = 1{,}043.$$

Cu aceste date se calculează tensiunea de scăpări

$$u_x = \frac{42\,240 \cdot 48{,}6 \cdot 5{,}33}{806 \cdot 25{,}3 \cdot 78} \cdot 0{,}962 \cdot 1{,}043 = 6{,}91\,\%.$$

Tensiunea de scurtcircuit este deci

$$u_k = \sqrt{u_r^2 + u_x^2} = \sqrt{1{,}1^2 + 6{,}91^2} = 7\,\%.$$

Calculul încălzirii bobinajelor. Încărcarea termică specifică este dată de formula

$$q_b = 21{,}4 \frac{w_s I J}{p\, k}.$$

Pentru bobinajul de joasă tensiune, o secţie are

$$w_s = 7{,}8 \text{ spire}; \quad I = 101{,}6 \text{ A}; \quad J = 4{,}24 \text{ A/mm}^2.$$

iar perimetrul este

$$p = 2\,(27 + 9{,}9) = 73{,}8 \text{ mm}.$$

Se prevăd 10 distanţori de periferie, de 30 mm lăţime.
Astfel

$$k = \frac{\pi D_{med} - n_d b_d}{\pi D_{med}} = \frac{\pi \cdot 427 - 10 \cdot 30}{\pi \cdot 427} = 0{,}85.$$

Încărcarea termică specifică este

$$q_{b_2} = 21{,}4 \frac{7{,}8 \cdot 101{,}6 \cdot 4{,}24}{73{,}8 \cdot 0{,}85} \simeq 1\,150 \text{ W/m}^2.$$

ceeace conduce la o încălzire de aproximativ

$$\theta_{b_2} = 28\,^\circ\text{C}.$$

Pentru bobinajul de înaltă tensiune

$$w_s = 15 \text{ spire}; \quad I = 48 \text{ A}; \quad J = 4{,}24 \text{ A/mm}^2; \quad p = 2\,(36 + 8{,}1) = 88{,}2 \text{ mm};$$

$$k = \frac{\pi \cdot 554 - 10 \cdot 30}{\pi \cdot 554} = 0{,}827;$$

$$q_{b_1} = 21{,}4 \frac{15 \cdot 48 \cdot 4{,}24}{88{,}2 \cdot 0{,}827} \cong 900 \text{ W/m}^2,$$

ceeace conduce la o încălzire de aproximativ

$$\theta_{b_1} = 21{,}5\ ^\circ\text{C}.$$

Determinarea forţelor mecanice. Valoarea maximă a curentului de scurtcircuit brusc este

$$I = I_n \left(\frac{100}{u_k}\right) \sqrt{2}\, k_r$$

cu

$$I_n = 48 \text{ A}; \quad u_k = 7\%; \quad k_r = 1{,}6,$$

rezultă

$$I = 48 \frac{100}{7} \cdot \sqrt{2} \cdot 1{,}6 = 1\,550 \text{ A}.$$

Forţa radială maximă este

$$F_r = 6{,}4\, w^2 I^2 \frac{\pi D_{med}}{H_b} 10^{-8} = 6{,}4\ 880^2 \cdot 1550^2 \frac{\pi \cdot 48{,}6}{78} \cdot 10^{-8} = 233\,000 \text{ kg} = 233 \text{ t}.$$

Forţa axială maximă (la priza nominală de tensiune) este

$$F_a = \frac{1}{2} \frac{h_b}{H_b} F_r k_a.$$

Cu

$$h_b = 4 \text{ cm}; \quad H_b = 78 \text{ cm}; \quad k_a = 1{,}6,$$

se obţine :

$$F_a = \frac{1}{2} \frac{4}{78} \cdot 233 \cdot 1{,}6 = 9{,}55 \text{ t}.$$

III. MAŞINI ASINCRONE

A. Generalităţi

1. Descriere generală [1]. Statorul maşinii asincrone este analog cu acel al unui alternator cu indusul fix; rotorul, de formă cilindrică, poartă conductori dispuşi dealungul generatoarelor cilindrului, aşezaţi în crestături şi constituind circuite deschise, care în regim de funcţionare sunt legate în scurtcircuit.

In fig. 1 se dă o secţiune longitudinală printr'o maşină asincronă cu rotorul bobinat şi dispozitiv de scurtcircuitare a inelelor.

Pentru a se asigura funcţionarea maşinii, se aplică statorului o tensiune alternativă mono- sau polifazată, statorul având rolul unui circuit *primar*, iar rotorul pe acela al unui circuit *secundar* [2].

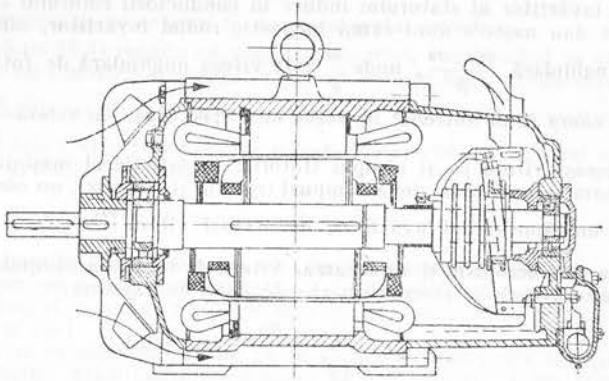


Fig. 1. Motor asincron cu rotor bobinat (secţiune longitudinală).

2. Caracteristica principală. Maşina asincronă este caracterizată printr'o viteză de funcţionare care variază cu sarcina, frecvenţa curentului de alimentare fiind menţinută constantă.

---

[1]) Maşina asincrnă polifazată, cunoscută şi utilizată în special ca motor asincron trifazat, a fost creată de reputatul inginer inginer rus M. O. Dolivo-Dobrovolschi. Motorul asincron trifazat este o maşină simplă, robustă, uşor de manipulant, ieftină, cu randament bun şi cuplu de pornire ridicat. Apariţia lui, în ultima decadă a secolului trecut, a mareat un punct important în evoluţia electrotehnicei. Impreună cu alte importante realizări ale lui Dolivo-Dobrovolschi în domeniul curentului trifazat de frecvenţă industrială, motorul asincron a contribuit, în mod deciziv, la victoria curentului alternativ asupra curentului continuu, şi a avut o influienţă hotărîtoare asupra desvoltării rapide a reţelelor electrice de energie, determinând aspectul actual al electrotehnicei.

[2]) Maşina asincronă, spre deosebire de cea sincronă, este excitată cu ajutorul curentului alternativ.

Maşinile asincrone de inducţie se numesc uneori maşini de inducţie, alteori maşini asincrone. In cele ce urmează ele vor fi denumite maşini asincrone.

3. **Bobinajele** sunt tratate în cap. IX al acestui volum.

B. Teoria maşinii asincrone polifazate

4. **Câmpuri învârtitoare în maşina polifazată** [1]. Dacă se aplică bobinajului statoric al unei maşini polifazate cu $2p$ poli un sistem polifazat de tensiuni, de pulsaţie ω_1 [2], apare un câmp radial învârtitor, *câmpul statoric*, cu $2p$ poli, având o viteză unghiulară de rotaţie $\Omega_1 = \frac{\omega_1}{p}$. Intr'un punct dat al întrefierului, a cărui poziţie este definită prin unghiul θ faţă de axa de referinţă [3], valoarea câmpului radial învârtitor statoric, conform teoriei câmpurilor învârtitoare, este dată de expresia:

$$h = \frac{m_1}{2} H_m \cos(\omega_1 t - p\theta),$$

în care H_m reprezintă valoarea maximă a câmpului magnetic alternativ produs de fiecare din cele m_1 faze ale statorului.

Câmpul învârtitor al statorului induce în conductorii rotorului curenţi, care la rândul lor dau naştere unui câmp magnetic radial învârtitor, *câmpul rotoric*, de viteză unghiulară $\frac{\omega_1 - \omega}{p}$, unde $\frac{\omega}{p}$ este viteza unghiulară de rotaţie a rotorului. Acest câmp fiind antrenat de rotor în acelaşi sens, cu viteza $\frac{\omega}{p}$, are faţă de stator aceeaşi viteză ca şi câmpul statoric. In întrefierul maşinii ia naştere astfel, prin compunerea celor două câmpuri (rotoric şi statoric), un *câmp rezultant*, care este tot un câmp radial învârtitor, de aceeaşi viteză $\frac{\omega_1}{p}$.

5. **Viteza de sincronism şi alunecarea.** Viteza de rotaţie a câmpului din întrefier se numeşte viteză de sincronism şi este dată de expresia:

$$n_s = 60 \frac{\omega_1}{2\pi p} = \frac{60 f_1}{p} \text{ [rot/min]},$$

f_1 fiind frecvenţa curentului statoric (egală cu frecvenţa reţelei).

Raportul:

$$s = \frac{\omega_1 - \omega}{\omega_1} = \frac{n_s - n}{n_s},$$

în care n este viteza de rotaţie a rotorului, se numeşte alunecarea maşinii asincrone. Ea se exprimă deobicei în procente.

[1]) A se vedea şi Vol. I, Cap. I.

[2]) In expunerea ce urmează s'au notat cu indicele 1 mărimile care se referă la stator şi cu 2 cele care se referă la rotor.

[3]) Se consideră axă de referinţă axa bobinajului primei faze, care produce câmpul $h_1 = H_m \cos \omega t \cos p\theta$.

6. **Forţa electromotoare şi curentul rotoric.** Dacă se notează cu:

R_2 — rezistenţa pe fază a rotorului;

L_{s2} — inductanţa de scăpări pe fază a bobinajului rotoric;

E_2 — forţa electromotoare pe fază indusă de fluxul rezultant util în bobinajul rotoric pentru $s=1$.

Frecvenţa tensiunii rotorice este:

$$f_2 = \frac{(n_s - n)p}{60} = s\frac{n_s p}{60} = s f_1, \tag{6.1}$$

deci, la o frecvenţă dată a reţelei f_2 variază direct proporţional cu alunecarea;

Tensiunea rotorică este:

$$E_{2s} = sE_2, \tag{6.2}$$

deci forţa electromotoare în rotorul în mişcare este egală cu forţa electromotoare a rotorului fix, înmulţită cu alunecarea.

Curentul rotoric este:

$$I_2 = \frac{sE_2}{\sqrt{R_2^2 + (\omega_2 L_{s2})^2}} = \frac{E_2}{\sqrt{\left(\frac{R_2}{s}\right)^2 + X_{s2}^2}} \quad (X_{s2} = \omega_1 L_{s2}), \tag{6.3}$$

X_{s2} fiind reactanţa de scăpări în cazul rotorului imobil.

Din relaţia (6.3) rezultă că maşina asincronă, funcţionând la viteza n, poate fi asimilată cu o maşină asincronă în repaus, care ar avea o rezistenţă a circuitului rotoric variabilă cu alunecarea şi egală cu $\frac{R_2}{s}$, (deci cu mult mai mare decât R_2) sau, ceeace este acelaşi lucru, cu un transformator virtual, încărcat cu o rezistenţă exterioară R, dată de relaţia:

$$R = \frac{R_2}{s} - R_2 = R_2 \frac{1-s}{s}. \tag{6.4}$$

7. **Regimurile de funcţionare ale maşinii asincrone.** In baza relaţiei (6.4), maşina asincronă poate fi considerată ca un transformator de putere generalizat. Obişnuit, maşina asincronă este folosită ca motor, funcţionând cu alunecări cuprinse între $s=0$ şi $s=1$.

Dacă i se calează rotorul ($s=1$), maşina asincronă poate funcţiona ca transformator static, dând astfel regulatorul de inducţie (v. § 36: Regulatorul de inducţie).

Antrenând rotorul cu o anumită viteză, înfăşurarea secundară [1]) a maşinii asincrone poate debita curenţi de frecvenţă corespunzătoare acelei viteze, conform relaţiei (6.1), şi maşina funcţionează ca convertizor de frecvenţă (v. § 34: Convertizorul asincron de frecvenţă). Odată cu frecvenţa se poate schimba şi numărul de faze al curentului.

Ca orice maşină electrică, maşina asincronă este reversibilă: antrenată de un motor primar la viteze suprasincrone ($s < 0$), ea poate funcţiona ca generator electric (v. § 35: Generatorul asincron).

Antrenată în sens invers rotirii câmpului învârtitor ($s > 1$), maşina asincronă funcţionează ca frână electromagnetică, absorbind atât energie electrică, dela reţea, cât şi energie mecanică, dela motorul de antrenare.

[1]) Aici şi în cele ce urmează, înfăşurarea statorică a maşinii se denumeşte şi primară, iar înfăşurarea rotorică — secundară, având în vedere imaginea transformatorului virtual echivalent.

8. Circuitul echivalent al maşinii asincrone polifazate. Uneori este mai comod a studia proprietăţile maşinii asincrone reale, înlocuind sistemul de două circuite cuplate electromagnetic cu un circuit echivalent acestui sistem. Scriind ecuaţiile de funcţionare ale maşinii asincrone [1]):

$$\overline{U}_1 = -\overline{E}_1 + \overline{I}_1 Z_1; \tag{8.1}$$

$$\overline{E}_2' = \overline{I}_2' Z_2'; \tag{8.2}$$

$$\overline{I}_1 + \overline{I}_2' = \overline{I}_0, \tag{8.3}$$

unde Z_1 este impedanţa statorului, iar Z_2' este impedanţa rotorului raportată la stator, şi ţinând seama că $\overline{E}_2' = \overline{E}_1$, se ajunge la circuitul echivalent din fig. 2 *a*. (v. cap. I, § 4).

Curentul $\overline{I}_0$ este curentul de mers în gol al maşinii asincrone, funcţionând ca motor. Impedanţa de magnetizare:

$$Z_m = \frac{\overline{I}_0}{\overline{E}_1}, \tag{8.4}$$

este compusă din reactanţa de magnetizare x_m şi rezistenţa de pierderi în fier r_m.

Circuitul echivalent al maşinii asincrone mai poate fi reprezentat şi sub forma din fig. 2 *b*, în care:

$$\overline{C}_1 = 1 + \frac{Z_1}{Z_m} \tag{8.5}$$

şi

$$I_2'' = -\frac{I_2'}{C_1}.$$

Fig. 2. Circuitul echivalent al maşinii asincrone polifazate:
a — normal; *b* — cu ramura de magnetizare scoasă în faţă.

In general nu se lucrează cu factorul complex $\overline{C}_1$, ci numai cu partea lui reală c_1, fapt care simplifică mult calculele şi, aproximaţia este foarte bună, deoarece argumentul lui $\overline{C}_1$ este foarte mic.

Din circuitul echivalent din fig. 2 *a*, se poate deduce expresia curentului primar I_1:

$$\overline{I}_1 = \frac{\overline{U}_1}{Z_1 + \dfrac{1}{\dfrac{1}{Z_m} + \dfrac{1}{Z_2'}}}. \tag{8.6}$$

O astfel de expresie, având ca parametru variabil pe s, poate fi reprezentată printr'o diagramă circulară, denumită *diagrama cercului* (locul geometric al vârfului vectorului $\overline{I}_1$, când s variază dela $-\infty$ la $+\infty$). Construirea acestei diagrame nu se face deobicei pe această cale, ci se deduce din încercarea în gol şi cea în scurtcircuit ale maşinii.

[1]) Cu indicele (') s'au notat mărimile rotorice raportate la stator.

9. Cuplul în maşina asincronă polifazată.

α) *Caracteristica cuplului.* Dacă se notează cu P_{em} puterea electromagnetică transmisă rotorului maşinii asincrone prin intermediul câmpului învârtitor, cuplul exercitat asupra rotorului (incluziv cuplul de pierderi prin frecări şi ventilaţie şi pierderi în cuprul rotoric) este dat de expresia:

$$M = \frac{P_{em}}{\Omega} = \frac{P_{em}}{\dfrac{2\pi n}{60}}. \tag{9.1}$$

Pentru a obţine cuplul util exercitat asupra rotorului (incluziv pierderile prin frecări şi ventilaţie), trebue scăzute din P_{em} pierderile în cuprul rotoric.

Plecând dela alte considerente, şi anume privind maşina asincronă ca un transformator încărcat în secundar cu sarcina $R = R_2\left(\dfrac{1-s}{s}\right)$, se poate ajunge la următoarea expresie pentru cuplu:

$$M = \frac{m_1 I_2'^2 \dfrac{R_2'}{s}}{\Omega_1} = \frac{m_1 E_1^2 \dfrac{R_2'}{s}}{\Omega_1\left[\left(\dfrac{R_2'}{s}\right)^2 + X_{s2}'^2\right]}, \tag{9.2}$$

în care:

m_1 este numărul de faze al primarului;

$X_{s1} = 2\pi f_1 L_{s1}$ — reactanţa de scăpări pe fază a înfăşurării primare;

$X_{s2}' = 2\pi f_1 L_{s2}'$ — reactanţa de scăpări pe fază a înfăşurării secundare la frecvenţa reţelei, raportată la primar.

O expresie mai explicită a cuplului se obţine considerând circuitul echivalent al maşinii asincrone:

$$M = \frac{m_1 p U_1^2 \dfrac{R_2'}{s}}{2\pi f\left[\left(R_1 + c_1\dfrac{R_2'}{s}\right)^2 + \left(X_{s1} + c_1 X_{s2}'\right)^2\right]}. \tag{9.3}$$

In fig. 3 este reprezentată curba variaţiei cuplului în funcţie de alunecare. Pe această diagramă se deosebesc trei regimuri distincte de funcţionare, în funcţie de semnul cuplului şi bilanţul energetic al maşinii. Aceste regimuri de funcţionare sunt: motor, generator şi frână electromagnetică.

Regimul de motor este caracterizat printr'o alunecare cuprinsă între 0 şi 1. Maşina absoarbe energie electrică dela reţea şi o transformă în energie mecanică. In regimul de generator, caracterizat printr'o alunecare negativă, cuplul este negativ, deci maşina absoarbe energie mecanică şi o transformă în energie electrică. In regimul de funcţionare ca frână electromagnetică, caracterizat printr'o alunecare pozitivă mai mare ca 1, maşina

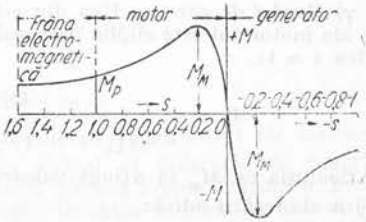


Fig. 3. Caracteristica cuplului maşinii asincrone polifazate în funcţie de alunecare.

absoarbe energie electrică dela reţea şi energie mecanică, şi le transformă în căldură în rezistenţele rotorului.

β) *Cuplul maxim.* Din fig. 3 se vede că cuplul maşinii asincrone trece printr'un maxim pozitiv şi unul negativ. Alunecarea corespunzătoare acestor maxime este dată de relaţia:

$$s_M = \pm \frac{c_1 R_2'}{\sqrt{R_1^2 + (X_{s1} + c_1 X_{s2}')^2}}, \tag{9.4}$$

iar cuplul maxim, corespunzător acestei alunecări, este dat de expresia:

$$M_M = \pm \frac{1}{2 c_1} \frac{m_1 p U_1^2}{2\pi f_1 \left[\pm R_1 + \sqrt{R_1^2 + (X_{s1} + c_1 X_{s2}')^2}\right]}. \tag{9.5}$$

Semnul plus al alunecării şi cuplului corespund funcţionării ca motor, iar semnul minus, funcţionării ca generator.

Expresiile de mai sus se pot simplifica neglijând rezistenţa R_1, deoarece valoarea ei este mică faţă de rest.

Valoarea maximă a cuplului se numeşte şi *cuplul de desprindere* al maşinii, deoarece maşina, trecând de poziţia de funcţionare corespunzătoare acestui cuplu, alunecarea ei creşte în valoare absolută peste alunecarea dată de expresia (9.4), numită şi alunecare de desprindere, şi funcţionarea ei devine nestabilă.

Din expresiile de mai sus rezultă că cuplul maxim:

— este proporţional cu pătratul tensiunii, pentru frecvenţa dată şi parametrii daţi ai maşinii;

— nu depinde de rezistenţa circuitului rotoric;

— se obţine pentru o alunecare cu atât mai mare cu cât este mai mare raportul $\frac{c_1 R_2'}{X_{s1} + c_1 X_{s2}'}$;

— pentru o frecvenţă dată este aproape invers proporţional cu suma reactanţelor $(X_{s1} + c_1 X_{s2}')$.

Valoarea cuplului maxim are o mare importanţă pentru funcţionarea maşinii asincrone în regim de motor. Deobicei, cuplul maxim se exprimă prin raportul dintre cuplul maxim şi cuplul nominal al maşinii (v. STAS 1764-50 şi STAS 1893-50).

γ) *Cuplul de pornire.* Una din cele mai importante caracteristice de exploatare ale motorului este cuplul de pornire. Valoarea lui se obţine din expresia (9.3) pentru $s = 1$:

$$M_p = \frac{m_1 p U_1^2 R_2'}{2\pi f_1 \left[(R_1 + c_1 R_2')^2 + (X_{s1} + c_1 X_{s2}')^2\right]}. \tag{9.6}$$

Condiţia ca M_p să atingă valoarea maximă se obţine egalând cu 1 expresia (9.4) a alunecării adică:

$$(c_1 R_2')^2 = R_1^2 + (X_{s1} + c_1 X_{s2}')^2, \tag{9.7}$$

sau neglijând pe R_1^2 se obţine:

$$c_1 R_2' = X_{s1} + c_1 X_{s2}'. \tag{9.8}$$

Dacă în circuitul rotoric nu sunt rezistenţe suplimentare, raportul:

$$\frac{c_1 R_2'}{X_{s1} + c_1 X_{s2}'}$$

este mic (0,1—0,18). Pentru a-l mări, deci pentru ca să se producă cuplul maxim la o alunecare mai mare, trebue introdusă în circuitul rotoric o rezistenţă suplimentară.

In fig. 4 se dă valoarea cuplului pentru patru rezistenţe diferite, curba 3 corespunzând cazului când cuplul de pornire este maxim.

Din cele de mai sus rezultă că cuplul de pornire:

— este proporţional cu pătratul tensiunii U_1, pentru frecvenţa dată şi parametrii daţi ai maşinii;

— este maxim când rezistenţa circuitului rotoric este egală cu reactanţa inductivă a maşinii;

— celelalte condiţii fiind neschimbate, el este cu atât mai mic, cu cât reactanţa de scăpări a maşinii este mai mare.

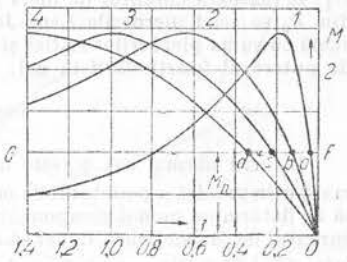


Fig. 4. Curbele $M = f(s)$ pentru $R_2' =$ variabil.

Cuplul de pornire se exprimă, deobicei, prin raportul dintre cuplul de pornire şi cuplul nominal, (v. STAS 1764-50 şi STAS 1893-50).

δ) *Cuplul se poate exprima şi prin altă relaţie.* Plecând dela relaţia (9.2):

$$M = \frac{m_1 I_2'^2 \frac{R_2'}{s}}{\Omega_1} = \frac{m_1 I_2'}{\Omega_1} I_2' \frac{R_2'}{s},$$

şi ţinând seamă că:

$$I_2' \frac{R_2'}{s} = E_2' \cos\varphi_2,$$

în care φ_2 este unghiul de decalaj între E_2' şi I_2', iar $E_2' = 4{,}44 f_1 w_1 \xi_1 \Phi$, rezultă că:

$$M = \frac{1}{\sqrt{2}} p m_1 w_1 \xi_1 I_2' \Phi \cos\varphi_2, \tag{9.9}$$

sau:

$$M = C_M I_2' \Phi \cos\varphi_2, \tag{9.10}$$

în care C_M este o constantă determinată de datele constructive ale maşinii.

10. Construirea diagramei cercului. S'a arătat că diagrama de funcţionare a maşinii asincrone este o diagramă circulară. Făcând asupra maşinii o încercare de mers în gol şi o încercare de scurtcircuit, se obţin elementele necesare construirii cercului.

α) *Mersul în gol.* Maşina asincronă funcţionând în gol absoarbe un curent aproape în întregime reactiv. Componenta activă a acestui curent corespunde pierderilor în fier şi pierderilor mecanice, iar componenta reactivă serveşte la magnetizarea circuitului magnetic al maşinii. Pierderile mecanice (la care trebue

adăugate atât pierderile de suprafaţă cât şi cele pulsatorii în dinţi, ambele legate de viteză) se produc în rotorul maşinii, deci puterea electromagnetică transmisă rotorului nu este nulă, din care cauză alunecarea la mersul în gol nu poate deveni nulă. La o alunecare $s = 0$ corespunde mersul în gol « ideal », care are loc atunci când maşina este antrenată de un motor auxiliar cu o putere egală cu pierderile mecanice.

La încercarea maşinii funcţionând ca motor în gol, sub tensiunea nominală U_1, se măsoară curentul de mers în gol I_0 şi puterea P_0 absorbită din reţea. Dacă din P_0 se scad pierderile Lenz-Joule ale înfăşurării statorice, rezultă puterea p_0, egală cu suma pierderilor în fier şi a pierderilor mecanice. De aici se deduce factorul de putere al funcţionării în gol:

$$\cos \varphi_0 = \frac{p_0}{m_1 U_1 I_0}. \tag{10.1}$$

In mod normal $\cos \varphi_0$ este mic, cam 0,05 până la 0,1. Pentru o determinare mai puţin precisă a punctului de mers în gol pentru diagrama cercului, este suficient să se determine numai componenta reactivă a curentului de mers în gol, şi anume curentul de magnetizare I_μ, şi să se ia $\cos \varphi_0 = 0$. Normal, I_μ (şi la fel I_0) variază între 15 şi 40 % din curentul nominal, valoarea mare referindu-se la maşini cu viteză redusă. La motoare care trebue să funcţioneze cu un cuplu de pornire ridicat, deci cu magnetizare accentuată, cum sunt de exemplu motoarele de macara, curentul de mers în gol poate ajunge până la 50 % din curentul nominal.

Din încercarea de mers în gol rezultă deci curentul I_0 şi factorul de putere $\cos \varphi_0$.

β) *Incercarea în scurtcircuit.* Se aplică maşinii asincrone cu rotorul calat ($s = 1$) şi cu înfăşurarea rotorică legată în scurtcircuit, o tensiune u_k, a cărei valoare este astfel determinată, ca în stator să circule curentul nominal I_n. In scurtcircuit fluxul rezultant este aproape nul şi tensiunea de scurtcircuit u_k este dată de scăpări. In mod normal tensiunea de scurtcircuit este de circa 15—30 % din tensiunea nominală, valoarea mare referindu-se la maşini cu viteză mai mică. Curentul de scurtcircuit corespunzător tensiunii nominale U_1 este dat de relaţia $I_k = I_n \frac{U_1}{u_k}$; el este aproximativ de 7—3,5 ori curentul nominal (v. STAS 1764-50).

La maşini cu o saturaţie ridicată a dinţilor, curentul de scurtcircuit, măsurat direct la tensiunea nominală U_1, este cu 20—40 % mai mare decât acela calculat prin relaţia de proporţionalitate de mai sus.

Dacă puterea absorbită la încercarea de scurtcircuit, corespunzătoare curentului nominal statoric, este egală cu p_k, atunci:

$$\cos \varphi_k = \frac{p_k}{m_1 u_k I_n}. \tag{10.2}$$

Puterea p_k reprezintă pierderile Lenz-Joule de scurtcircuit, care apar în înfăşurările statorice şi rotorice ale maşinii. Pierderile p_k sunt mai mari decât pierderile reale Lenz-Joule ale maşinii în mişcare, deoarece în repaus, din cauza frecvenţei ridicate a curentului rotoric, apar în cuprul rotorului pierderi suplimentare.

Din încercarea în scurtcircuit rezultă deci curentul I_k şi factorul de putere $\cos \varphi_k$.

γ) *Construirea cercului.* Luând ca origine de fază tensiunea statorică U_1, în direcţia axei ordonatelor, se construesc, la scara aleasă pentru curenţii statorici,

segmentele $\overline{OE_0} = I_0$ şi $\overline{OE_k} = I_k$, decalate cu unghiurile φ_0, respectiv φ_k (fig. 5). Astfel se obţin două puncte ale cercului, E_0 şi E_k. Centrul cercului se va afla pe mediatoarea acestor puncte. Centrul M al cercului se află la intersecţia mediatoarei cu dreapta MM', paralelă cu axa absciselor. Punctul M' se află la mijlocul segmentului $\overline{E_0 A}$, A fiind punctul de intersecţie al paralelei dusă la axa ordonatelor, prin punctul E_0, cu dreapta OE_k. Această construcţie a centrului cercului presupune că impedanţa de scurtcircuit a statorului este aproximativ egală, ca modul şi ca argument, cu impedanţa de scurtcircuit a rotorului, raportată la stator.

O altă construcţie a centrului cercului este următoarea: se determină punctul de mers în gol ideal E_{0i}. Ordonata acestui punct este mai mică decât a punctului E_0 de mers în gol, cu valoarea curentului activ corespunzător pierderilor mecanice. Dreapta $E_k M$, dusă din punctul E_k şi făcând un unghi de $(90° - \varphi_k)$ cu dreapta $E_{0i} E_k$, intersectează mediatoarea punctelor E_0 şi E_k în punctul M, centrul cercului căutat.

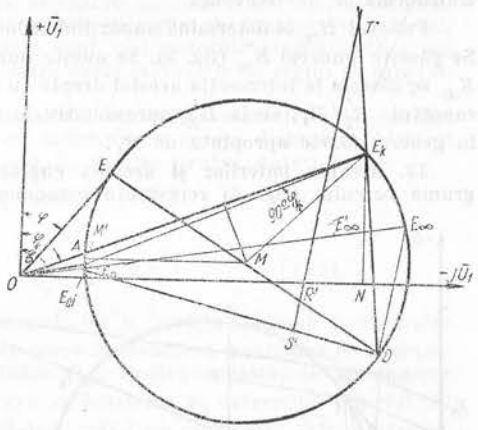


Fig. 5. Construirea diagramei cercului la maşina asincronă polifazată.

Cunoscând centrul M al cercului şi un punct al cercului, E_0 sau E_k, cercul se poate trasa imediat.

Punctul E_0 corespunde unei alunecări foarte reduse, E_{0i} alunecării nule, iar E_k alunecării egală cu unitatea (rotorul calat).

11. **Regimuri de funcţionare pe diagrama cercului.** Intre $s = 1$ şi $s = 0$ (dela punctul E_k, până la punctul E_{0i}), maşina asincronă funcţionează ca motor şi viteza ei variază între zero şi viteza de sincronism. Pentru ca maşina să funcţioneze cu viteza de sincronism ($s = 0$), trebue antrenată din exterior. Dacă maşina asincronă este antrenată de un motor primar, la o viteză superioară vitezei de sincronism, punctul de funcţionare al maşinii se deplasează pe diagrama cercului în sensul negativ al axei ordonatelor, depăşind punctul E_{0i}. Peste o anumită viteză, componenta activă a curentului statoric al maşinii devine negativă (faţă de sensul pozitiv ales pentru funcţionare ca motor), deci maşina devine generator. Energia mecanică, transmisă de motorul primar rotorului, este transformată în energie electrică şi este debitată prin stator reţelei.

In regimul de funcţionare ca generator (dela punctul E_{0i}, până la E_∞, fără a trece prin E_k), alunecarea este negativă. Rezistenţa de sarcină fictivă a maşinii asincrone în repaus $\left(R = R_2 \frac{1-s}{s}\right)$, în regimul de funcţionare ca generator este negativă; rezistenţa fictivă de sarcină, nu consumă, ci produce energie electrică. Alunecării $s = -\infty$ (punctul E_∞) îi corespunde $R = -R_2$, ceeace înseamnă că energia mecanică absorbită de maşină acoperă numai pierderile în cuprul rotoric. Pentru alunecarea $s = -\infty$ statorul trebue alimentat numai cu putere corespunzătoare pierderilor Lenz-Joule statorice, pierderile în fier, în acest regim de funcţionare

a maşinii asincrone, fiind cu totul neglijabile. Şi pentru $s = +\infty$, $R = -R_2$. Punctele corespunzătoare alunecărilor $s = -\infty$ şi $s = +\infty$ coincid (punctul E_∞).

Între punctele E_k şi E_∞ alunecarea trece prin toate valorile cuprinse între $s = 1$ şi $s = \infty$. Pentru a putea funcţiona în acest regim, maşina asincronă trebue antrenată în sens contrar câmpului învârtitor; ea funcţionează ca frână sau ca transformator de frecvenţă.

Punctul E_∞ se determină împărţind ordonata punctului E_k în raportul R_2' / R_1. Se găseşte punctul E_∞' (fig. 5). Se uneşte punctul E_∞' cu originea O, iar punctul E_∞ se găseşte la intersecţia acestei drepte cu cercul. În cazul când nu se cunoaşte raportul R_2' / R_1, se ia E_∞' aproximativ la mijlocul ordonatei lui E_k, R_2' fiind în general foarte apropiată de R_1.

12. **Dreapta puterilor şi dreapta cuplurilor.** Ordonatele punctelor din diagrama cercului (fig. 6) reprezintă componentele active ale curenţilor statorici respectivi şi totodată, la altă scară, puterea la bornele statorice ale maşinii (putere absorbită sau debitată, după cum maşina funcţionează ca motor sau ca generator), deoarece $P_1 = m_1 U_1 I_1 \cos \varphi_1$, şi cum U_1 este constant, rezultă $P_1 = K_1 I_1 \cos \varphi_1$. Dacă se duce dreapta $E_{0i} E_k$, segmentul cuprins între un punct de funcţionare pe cerc şi intersecţia ordonatei acelui punct cu dreapta $E_{0i} E_k$, la aceeaşi scară a puterilor, este egal cu puterea mecanică totală P_m a maşinii (incluziv frecările). Dreapta $E_{0i} E_k$ este *dreapta puterilor*. Pentru punctul de funcţionare E, segmentul $\overline{EB}$ (fig. 6) este proporţional cu puterea absorbită, $\overline{EC}$ cu puterea mecanică totală, iar $\overline{CB}$ cu pierderile totale ale maşinii, cu excepţia pierderilor mecanice. Se observă că în punctele E_{0i} şi E_k puterea mecanică totală P_m este nulă. Ducând dreapta $E_0 \rho$, paralelă cu $E_{0i} E_k$, ordonata $\overline{EJ}$ este proporţională cu puterea utilă la arbore, în domeniul stabil de funcţionare a maşinii.

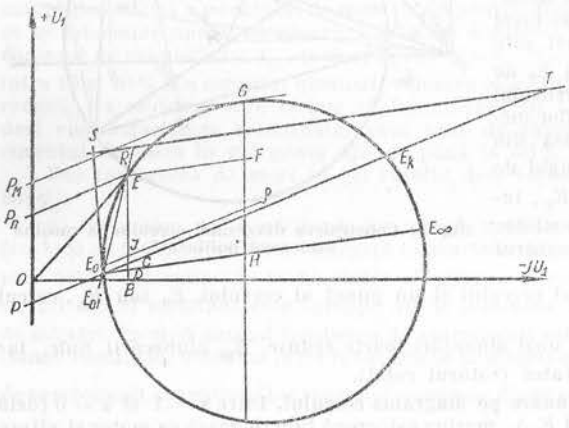


Fig. 6. Diagrama cercului la maşina asincronă polifazată.

Dacă se duce dreapta $E_{0i} E_\infty$, segmentul cuprins între un punct de funcţionare şi intersecţia ordonatei acelui punct cu dreapta $E_{0i} E_\infty$ este proporţional cu cuplul mecanic total M al maşinii (incluziv cuplul de frecări). Dreapta $E_{0i} E_\infty$ este *dreapta cuplurilor*. Pentru punctul de funcţionare E, cuplul mecanic total este proporţional cu $\overline{ED}$. În punctele E_{0i} şi E_∞ cuplul mecanic total al maşinii este nul.

Între mersul în gol ($s=0$) şi funcţionarea în scurtcircuit ($s=1$), curentul statoric creşte continuu, pe când puterea absorbită P_1, puterea mecanică P_m şi cuplul mecanic M cresc la început cu alunecarea, trec printr'un maxim, fiecare pentru o anumită alunecare, ca apoi să scadă, când alunecarea continuă să crească.

Una dintre cele mai importante mărimi ale maşinii asincrone este cuplul maxim în funcţionarea ca motor, care se mai numeşte şi *cuplu de desprindere* (M_M). Dacă motorul este încărcat cu un cuplu superior cuplului de desprindere, el se opreşte. Raportul dintre cuplul maxim şi cuplul nominal dă capacitatea de supraîncărcare a motorului. Acest raport, la motoarele normale, este cuprins între 2,5 şi 1,7, valoarea mai mare referindu-se la motoarele mici de mare viteză, valoarea mică la motoarele de viteză redusă. Motoarele cu regim de funcţionare intermitentă (de exemplu, motoarele de macara) sunt mai puternic magnetizate şi au deci o capacitate de supraîncărcare mai mare decât motoarele cu regim de funcţionare de durată.

13. **Determinarea scărilor.** Alegerea scării curenţilor statorici este absolut arbitrară şi ea se determină în raport cu dimensiunile cerute diagramei. Notând cu a scara curenţilor statorici 1 mm $= a$ A, rezultă pentru puteri scara:

$$1 \text{ mm} = m_1 U_1 a 10^{-3} \text{ [kW,]}$$

iar pentru cupluri scara:

$$1 \text{ mm} = \frac{p_1 m_1 U_1 a}{9{,}81 \cdot 2 \pi f_1} = \frac{30}{\pi\, 9{,}81} \frac{m_1 U_1}{n_s} a = 0{,}973 \frac{m_1 U_1 a}{n_s} \text{ [kg m,]}$$

p fiind numărul de perechi de poli ai maşinii, iar n_s turaţia sincronă în rot/min.

După determinarea scărilor, se poate trece la stabilirea punctului de funcţionare nominală, adică cu puterea nominală P_n. Pentru aceasta, se prelungeşte dreapta $E_{0i} E_k$ şi la intersecţia ei cu axa ordonatelor se determină punctul P. Se determină punctul P_n pe axa ordonatelor, astfel ca segmentul $\overline{PP_n}$, măsurat la scara puterilor, să fie egal cu puterea nominală P_n plus pierderile mecanice (care se pot lua egale cu $E_{0i} E_0$). Ducând dreapta $P_n E$ paralelă cu $E_{0i} E_k$, se determină, la intersecţia cu cercul, punctul de funcţionare nominală E $\overline{OE}$, la scara curenţilor, reprezintă curentul nominal I_n al maşinii, iar unghiul φ_1 pe care-l face dreapta OE cu axa ordonatelor, decalajul acestui curent faţă de tensiunea aplicată statorului.

Ducând tangenta la cerc, paralelă cu dreapta puterilor $E_{0i} E_k$, se determină punctul P_M, iar segmentul $\overline{PP_M}$, măsurat la scara puterilor, reprezintă puterea mecanică maximă a motorului asincron.

Cuplul maxim al motorului asincron se determină ducând o dreaptă paralelă la dreapta cuplurilor $E_{0i} E_\infty$, tangentă în punctul G la cerc. Segmentul $\overline{HG}$, la scara cuplurilor, este cuplul maxim M_M al motorului asincron. Ducând din E o paralelă la dreapta cuplurilor, se determină punctul F. Segmentul $\overline{HF}$, la scara cuplurilor, reprezintă cuplul mecanic nominal al motorului (incluziv cuplul de frecări). Raportul $\overline{HG}/\overline{HF}$ este egal cu capacitatea de supraîncărcare a motorului.

14. **Determinarea alunecării pe diagrama cercului.** Există multe metode pentru determinarea alunecărilor, aici însă se vor da numai două, care sunt cele mai uşor de utilizat.

Prima metodă determină alunecările pe o dreaptă oarecare ST (fig. 6), paralelă cu dreapta cuplurilor, $E_{0i} E_\infty$. Originea scării alunecărilor, punctul S, se determină la intersecţia dreptei ST cu tangenta în E_{0i} la cerc. Punctul T, corespunzător alunecării $s = 1$, se determină la intersecţia dreptelor $E_{0i} E_k$ şi ST. Pentru punctul de funcţionare E, se duce dreapta $E_{0i} E$ şi la intersecţia ei cu ST se determină punctul R. Raportul $\overline{SR}/\overline{ST}$ este egal cu alunecarea corespunzătoare punctului E. Această metodă este convenabilă mai ales la alunecări mai mari (peste 10 %).

Altă metodă, utilizată mai ales pentru alunecări mici, până la 10%, este următoarea (fig. 5): se uneşte un punct arbitrar D al cercului cu E_∞, E_k şi E_{0i}. Se duce o dreaptă $S'T'$, paralelă cu dreapta DE_∞, printr'un punct oarecare S' al dreptei DE_{0i}. T' este punctul de intersecţie al dreptei $S'T'$ cu dreapta DE_k. Unind D cu un punct de funcţionare E, se determină punctul R' la intersecţia dreptelor DE şi $S'T'$. Raportul $\overline{S'R'}/\overline{S'T'}$ reprezintă alunecarea corespunzătoare punctului de funcţionare E.

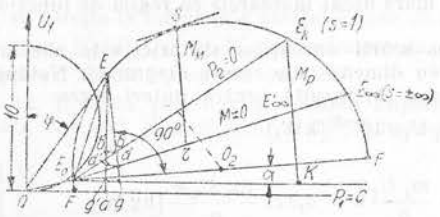


Fig. 7. Diagrama cercului corectată (M. P. Costenco).

15. Diagrama cercului corectată, datorită lui M. P. Costenco. La motoarele de mică putere diagrama cercului, construită aşa cum s'a arătat mai înainte, nu dă rezultate exacte. In urma studiilor amănunţite făcute, M. P. Costenco a elaborat o construcţie mai corectă a diagramei cercului (fig. 7).

După ce s'au trasat curenţii I_0 şi I_k, se duce mediatoarea punctelor E_0 şi E_k. Centrul O_2 al cercului se determină la intersecţia acestei mediatoare cu dreapta E_0F, care face unghiul α cu axa absciselor. Unghiul α este dat de relaţia:

$$\operatorname{tg}\alpha = 2\frac{R_1}{c_1 x_m} = 2\frac{I_0 R_1}{I_0 c_1 x_m} \approx 2\frac{I_0 R_1}{U_1}. \qquad (15.1)$$

Formula (15.1) arată clar că această corecţie, este necesară mai ales la motoarele de putere mică, la care curentul I_0 şi rezistenţa R_1 sunt relativ mai mari decât la motoarele de putere mare.

In cazul diagramei cercului corectată, diametrul cercului curenţilor este egal cu $U/(c_1 X_{s1} + c_1^2 X'_{s2})$, pe când în diagrama simplificată el este puţin mai mare (de c_1 ori).

Dreapta puterilor şi dreapta cuplurilor se construesc la fel ca şi în diagrama cercului necorectată. Dacă E este extremitatea vectorului curentului I_1, $\overline{E\alpha} = P_1$ la scara puterilor. Pierderile de mers în gol sunt egale cu $\overline{ag'}$, la scara puterilor. Pentru determinarea cuplului şi a pierderilor în cupru, se duce din E o perpendiculară pe direcţia diametrului cercului, şi se duc proiecţiile pe verticala $\overline{E\alpha}$ a punctelor de intersecţie b, d şi g, în punctele b', d' şi g'. Atunci, la scările respective, $\overline{b'E}$ este puterea utilă, $\overline{d'E}$ este cuplul mecanic, $\overline{g'd'}$ este egal cu pierderile în cuprul statoric, iar $\overline{d'b'}$ cu cele din cuprul rotoric.

In rest diagrama corectată nu diferă de cea clasică.

16. Relaţii energetice în maşina asincronă. Diagrama cercului simplificată. Puterea electromagnetică transmisă rotorului prin intermediul câmpului învârtitor este dată de relaţia:

$$P_{em} = P_1 - p_1 = M\frac{2\pi n_s}{60}, \qquad (16.1)$$

în care P_1 este puterea absorbită de stator;

p_1 — pierderile statorice $(p_1 = p_{Cu1} + p_{Fe1})$ şi

M — cuplul electromagnetic care acţionează asupra rotorului.

Puterea mecanică a rotorului, P_m (incluziv frecările) este:

$$P_m = M\frac{2\pi n}{60}.$$

Diferenţa dintre P_{em} şi P_m, adică:

$$M\cdot\frac{2\pi n_s}{60}\cdot\frac{n_s - n}{n_s} = M\frac{2\pi n_s}{60}s = P_e,$$

reprezintă puterea electrică a rotorului, egală cu pierderile în cuprul bobinajului rotoric $(P_e = p_{Cu2})$. Rezultă:

$$P_e = p_{Cu\,2} = s\,P_{em}$$

şi

$$P_m = (1-s)\,P_{em}.$$

Din prima relaţie rezultă că alunecarea este egală cu raportul dintre puterea electrică (pierderile în cupru) a rotorului şi puterea electromagnetică transmisă acestuia prin intermediul câmpului învârtitor. Acest fapt sugerează posibilitatea varierii alunecării, şi deci a turaţiei, prin modificarea rezistenţei circuitului rotoric. Intercalarea de rezistenţe în circuitul rotoric, pe lângă mărirea alunecării, are ca efect şi sporirea pierderilor, deci scăderea randamentului maşinii. Scăderea randamentului este aproximativ proporţională cu creşterea alunecării.

Cuplul electromagnetic M ce se exercită asupra rotorului este dat de:

$$9{,}81\,M = \frac{60}{2\pi n}P_m = \frac{60}{2\pi n_s}\,\frac{P_m}{1-s} = \frac{60}{2\pi n_s}P_{em},$$

cuplul fiind exprimat în kg·m, puterea în waţi iar viteza sincronă în rot/min.

Notând cu:

$E_1 = U_1 - I_\mu X_{s1}$ — forţa electromotoare indusă, la mersul în gol, în înfăşurarea primară (statorică în general) de fluxul rezultant util, I_μ fiind curentul de magnetizare;

$\tau_1 = \dfrac{I_\mu X_{s1}}{E_1} = c_1 - 1$ — factorul de scăpări al primarului;

$\tau_2 = \dfrac{X'_{s2}}{X_{s1}}\tau_1$ — factorul de scăpări al secundarului;

$\tau = \tau_1 + \tau_2 + \tau_1\tau_2$ — factorul total de scăpări, şi

$k_1 = \dfrac{R_1}{X_{s1}}\tau_1$ — valoarea părţii imaginare a factorului de scăpări primar: $C_1 = c_1 - j\,k_1$,

se obţine pentru puterea electromagnetică expresia:

$$P_{em} = \frac{m_1 U_1^2 \dfrac{R'_2}{s}}{\left[(1-\tau_2)R_1 + (1+\tau_1)\dfrac{R'_2}{s}\right]^2 + \left[X_{s1} + (1+\tau_1)X'_{s2} - k_1\dfrac{R'_2}{s}\right]^2} \qquad (16.2)$$

şi pentru valoarea maximă a puterii electromagnetice (corespunzătoare cuplului maxim):

$$P_{emM} = \frac{\frac{m_1}{2} U_1 I_{ki1}}{(1+\tau) + \frac{R_1 I_{ki1}}{U_1}}, \tag{16.3}$$

unde I_{ki1} este *curentul primar ideal de scurtcircuit*:

$$I_{ki1} = \frac{U_1 (1+\tau_2)}{X_{s1} + (1+\tau_1) X'_{s2}}.$$

Raportul dintre puterea electromagnetică la o alunecare oarecare s şi puterea electromagnetică maximă (respectiv raportul cuplurilor corespunzătoare) este:

$$\frac{P_{em}}{P_{emM}} = \frac{M}{M_M} = \frac{2 + \frac{2 I_{ki1} R_1}{(1+\tau) U_1}}{\frac{s}{s_M} + \frac{s_M}{s} + 2 \frac{I_{ki1} R_1}{(1+\tau) U_1}}, \tag{16.4}$$

sau:

$$\frac{M}{M_M} = \frac{2(1+q)}{\frac{s}{s_M} + \frac{s_M}{s} + 2q}, \tag{16.5}$$

unde:

$$q = \frac{I_{ki1} R_1}{(1+\tau) U_1}. \tag{16.6}$$

Dacă se neglijează partea imaginară k_1 din expresia factorului de scăpări $\bar{C}_1$, q devine:

$$q = \frac{R_1}{\sqrt{R_1^2 + (X_{s1} + c_1 X_{s2})^2}}.$$

Aceasta este forma cea mai utilizată a lui q. Valoarea lui q este cu atât mai redusă, cu cât pasul polar este mai mare şi cu cât tensiunea este mai mică, după expresia (16.6), iar expresia (16.7) arată că rezistenţa primarului are o influenţă foarte mare asupra valorii lui q. In general q nu depăşeşte 0,2 la maşinile asincrone mici, iar la maşinile mari, are valori mult mai mici.

Pentru alunecarea $s=1$, se poate obţine raportul cuplurilor la pornire, care este o caracteristică importantă a maşinii.

Din relaţia (16.2) rezultă că într'o maşină asincronă cuplul este proporţional cu pătratul tensiunii la borne. Cuplul este cu atât mai mare cu cât rezistenţele ohmice şi inductive ale primarului şi secundarului sunt mai mici. Cuplul maxim, conform relaţiei (16.3), este totuşi independent de rezistenţa secundară. Deci, cuplul maxim nu se schimbă, dacă pentru a regla viteza motorului se introduc rezistenţe în circuitul său rotoric, lucru care de altfel a fost arătat şi înainte.

Dacă se neglijează rezistenţa ohmică a înfăşurării primare, punctele E_k şi E_∞ ale diagramei cercului din fig. 6 se deplasează în jos. Punctul E_∞ se plasează

pe axa absciselor şi cuplurile pot fi măsurate, în acest caz, ca distanţe ale punctelor cercului faţă de axa absciselor. Se obţine astfel diagrama simplificată a maşinii asincrone.

Din această diagramă se pot deduce câteva relaţii simple. Valoarea maximă a puterii electromagnetice (respectiv a cuplului de desprindere), devine:

$$P_{emM} = m_1 U_1 \frac{I_{k1} - I_\mu}{2}, \tag{16.8}$$

şi raportul între cuplul maxim şi cuplul nominal (capacitatea de supraîncărcare) devine:

$$\frac{M_M}{M_n} = \frac{I_{k1} - I_\mu}{2 I_n \cos \varphi_n}. \tag{16.9}$$

Valoarea maximă a factorului de putere este:

$$\cos \varphi_M = \frac{1}{1+2\tau} = \frac{I_{k1} - I_\mu}{I_{k1} + I_\mu}. \tag{16.10}$$

Raportul $\frac{M}{M_M}$ devine:

$$\frac{M}{M_M} = \frac{2}{\frac{s}{s_M} + \frac{s_M}{s}}. \tag{16.11}$$

Această ultimă relaţie necuprinzând nicio constantă a maşinii, ci numai rapoarte numerice, este valabilă pentru toate motoarele. Dacă se cunoaşte pentru punctul de funcţionare cuplul şi alunecarea, şi, în plus, cuplul maxim, se poate determina alunecarea pentru oricare alt cuplu.

Pentru cuplul de pornire al motorului ($s = 1$) din relaţia (16.11) rezultă:

$$\frac{M_p}{M_M} = \frac{2}{\frac{1}{s_M} + s_M}. \tag{16.12}$$

La motoare al căror $\cos \varphi_k$ nu depăşeşte valoarea de 0,2, prin urmare la toate motoarele mari, diagrama cercului simplificată dă rezultate practic utilizabile. Pentru curenţi există relaţiile:

$$\frac{I_2}{I_{ki2}} = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{s}{s_M}\right)^2}}; \tag{16.13}$$

$$\frac{I_1}{I_{ki1}} = \sqrt{\frac{\left(\frac{\tau}{1+\tau}\right)^2 + \left(\frac{s}{s_M}\right)^2}{1 + \left(\frac{s}{s_M}\right)^2}}. \tag{16.14}$$

Intre factorul de scăpări τ şi raportul $\frac{I_\mu}{I_{ki1}}$ există următoarea relaţie:

$$\tau = \frac{\frac{I_\mu}{I_{ki1}}}{1 - \frac{I_\mu}{I_{ki1}}}. \qquad (16.15)$$

Cu ajutorul relaţiilor date în prezentul paragraf, se pot construi caracteristicele de funcţionare ale maşinii asincrone. In fig. 8 se dau caracteristicele de cuplu util M_2, cuplu electromagnetic M, turaţie n, factor de putere $\cos\varphi$, randament η şi alunecare s, în funcţie de puterea utilă P_2 la arbore — pentru un motor asincron tip.

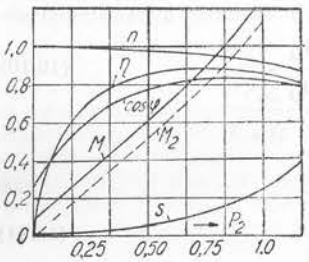


Fig. 8. Caracteristicele de funcţionare ale motorului asincron.

17. **Influenţa reactanţelor de scăpări şi a rezistenţelor ohmice ale bobinajelor asupra funcţionării maşinii asincrone.** Raza diagramei cercului şi capacitatea de supraîncărcare a maşinii asincrone depind, în primul rând, de curentul de scurtcircuit, adică de reactanţele de scăpări ale înfăşurărilor primare şi secundare. Cu cât aceste reactanţe sunt mai mari, cu atât capacitatea de supraîncărcare a motorului este mai mică. Cuplul maxim depinde numai de rezistenţa statorului, nu şi de cea a rotorului; puterea maximă depinde, dimpotrivă, şi de rezistenţa rotorului. Dacă rezistenţa rotorului este mărită, poziţia dreptei cuplurilor rămâne neschimbată, dreapta puterilor (v. fig. 6) se deplasează spre partea superioară a diagramei şi puterea utilă maximă se micşorează.

Factorul de putere depinde atât de curentul de magnetizare cât şi de reactanţele de scăpări.

Curentul reactiv corespunzător oricărui punct al cercului se compune din două părţi: curentul de magnetizare şi un curent reactiv, provocat de scăpări. Un factor de putere ridicat necesită, deci, un curent de magnetizare redus şi scăpări reduse.

Un randament ridicat necesită pierderi reduse, atât în înfăşurarea statorică, cât şi în cea rotorică.

18. **Cupluri parazite în maşina asincronă polifazată.** Inafară de cuplul principal produs de fundamentala fluxului şi curentului, în maşina asincronă iau naştere o serie de cupluri suplimentare sau parazite, care pot deranja, în condiţii determinate, funcţionarea motorului, sau s'o facă chiar imposibilă.

Se deosebesc următoarele feluri de cupluri parazite:

α) Cuplurile asincrone, produse de armonicele superioare ale forţei magnetomotoare; printre acestea se numără şi armonicele datorite dinţilor.

β) Cuplurile sincrone, care iau naştere la o anumită viteză şi un anumit raport între numerele crestăturilor din stator şi din rotor, Z_1 şi Z_2.

γ) Cuplurile alternative (vibratorii), provocate deasemenea de raportul nepotrivit între numerele crestăturilor Z_1 şi Z_2.

Inafară de acestea, armonicele superioare ale tensiunii au o influenţă asupra funcţionării motorului asincron, care însă poate fi neglijată, fiind mică.

In cele ce urmează, se va arăta influenţa acestor cupluri în cazul motoarelor cu rotorul în scurtcircuit (colivie), deoarece acestea suferă cel mai mult din cauza cuplurilor parazite.

α) *Cupluri parazite asincrone.* Armonica de ordinul ν a forţei magnetomotoare statorice produce un câmp învârtitor a cărui viteză este egală cu $n_\nu = \pm \frac{n_1}{\nu}$ unde n_1 este viteza câmpului învârtitor datorită fundamentalei forţei magnetomotoare.

Aici semnul (+) se referă la forţa magnetomotoare care se roteşte în acelaşi sens ca şi forţa magnetomotoare principală, iar semnul (—) la forţa magnetomotoare care se roteşte în sens contrar.

Alunecarea corespunzătoare armonicei date este:

$$s_\nu = \frac{\pm n_\nu - n}{\pm n_\nu} = 1 \mp \frac{n_1 - (n_1 - n)}{\frac{n_1}{\nu}} = 1 \mp (1 - s)\,\nu, \qquad (18.1)$$

unde s este alunecarea rotorului în raport cu forţa magnetomotoare principală sau, pe scurt, alunecarea principală.

Se poate calcula valoarea cuplurilor asincrone produse de armonicele superioare ale forţei magnetomotoare, însă acest lucru nu prezintă o importanţă deosebită, deoarece se tinde a se elimina aceste cupluri parazite.

Acţiunea cuplurilor parazite asincrone depinde de sensul de rotaţie al armonicei forţei magnetomotoare.

Considerând acţiunea armonicei directe de ordinul ν, a cărei viteză de rotaţie este $n_\nu = \frac{n_1}{\nu}$, se calculează alunecarea acestei armonice de câmp faţă de câmpul principal (fundamentală): $s = \frac{n_1 - n_\nu}{n_1} = 1 - \frac{1}{\nu}$. In limitele variaţiei alunecării dela $s = 1$ până la $s = 1 - \frac{1}{\nu}$, rotorul se învârteşte cu viteză mai mică decât armonica de câmp, iar în limitele dela $s = 1 - \frac{1}{\nu}$ până la $s = 0$, cu viteză mai mare. In prima zonă, armonica considerată produce un cuplu motor, iar în zona a doua un cuplu generator, prin urmare de frânare. In fig. 9 se arată cuplul produs de fundamentala câmpului (curba *1*) şi cuplul armonicei de câmp de ordinul 7 (curba *2*).

Considerând acţiunea armonicei inverse de ordinul ν, prin raţionamente analoge se obţine că pentru toate alunecările cuprinse între $s = 0$ şi $s = 1$ (cazul normal de funcţionare în motor) cuplul produs de armonicele inverse de câmp dau cupluri de frânare (funcţionare în regim de frână electromagnetică). Curba *3* din fig. 9 reprezintă cuplul dat de armonica 5 a forţei magnetomotoare. Adunând în fig. 9 ordonatele curbelor *1*, *2* şi *3*, se obţine curba *4* a cuplului rezultant al motorului. Se vede că ea are două minime, unul pentru $s = 1 - \frac{1}{7} = \frac{6}{7}$, celălalt pentru $s = 1 + \frac{1}{5} = 1{,}2$. Insemnătate deosebită are

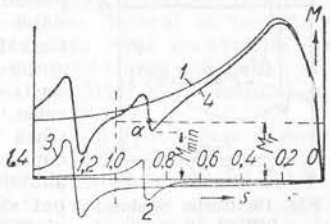


Fig. 9. Influenţa cuplurilor datorite armonicelor 5 şi 7 ale forţei magnetomotoare.

primul minim. Intr'adevăr, dacă cuplul rezistent M_r este mai mare decât cuplul minim M_{min} la accelerare motorul atinge punctul a, dar nu va trece prin minimul curbei cuplului, şi prin urmare va funcţiona stabil la o viteză simţitor mai redusă decât cea nominală.

Armonicele provocate de dinţi. Dintre armonicele statorului care produc cupluri asincrone, trebue remarcate armonicele produse de dinţi, adică armonicele ce sunt în general de ordinul $\nu_{z1} = m_{z1} \frac{Z_1}{p} \pm 1$. Aici m_{z1} este un număr întreg pozitiv. Armonica datorită dinţilor pentru $m_{z1} = 1$ se consideră fundamentală, iar celelalte, care în general se neglijează, armonice superioare. Analiza fenomenului arată că acţiunea armonicelor provocate de dinţii statorici poate fi limitată în mare măsură printr'o judicioasă alegere a numărului de dinţi rotorici Z_2 în raport cu numărul de dinţi statorici Z_1, şi anume:

$$Z_2 \leqslant 1{,}25 \left(\frac{Z_1}{p} \pm 1 \right) \cdot p = 1{,}25\,(Z_1 \pm p). \qquad (18.2)$$

β) *Cupluri parazite sincrone.* In general prin cuplu sincron se înţelege cuplul care ia naştere la o viteză de rotaţie determinată a rotorului, ca rezultat al acţiunii reciproce dintre armonicele de acelaşi ordin ale statorului şi ale rotorului, adică pentru $\nu_1 = \nu_2$. In particular, o importanţă deosebită o au cuplurile sincrone care iau naştere în prezenţa armonicelor provocate de dinţi, adică pentru $\nu_{z1} = \nu_{z2}$. Considerând $m_z = 1$, se obţin în cele din urmă următoarele relaţii nefavorabile între dinţii rotorici şi statorici:

$$Z_1 = Z_2 \qquad (18.3)$$

şi

$$Z_1 - Z_2 = \pm 2p. \qquad (18.4)$$

Aceste rapoarte trebue evitate. De altfel cazul $Z_1 = Z_2$ nu se întâlneşte în practică, deoarece în acest caz rotorul se blochează. In fig. 10 *a* şi 10 *b*, se arată curbele cuplurilor motorului cu patru poli, cu numărul de crestături $Z_1 = 24$ şi $Z_2 = 24 \pm 4 = 20$ şi 28.

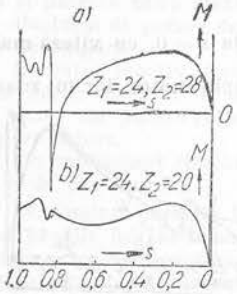


Fig. 10. Curba cuplului pentru $2p = 4$:
a) $Z_1 = 24$, $Z_2 = 28$;
b) $Z_1 = 24$, $Z_2 = 20$.

γ) *Cupluri parazite alternative (vibratorii).* La învârtirea rotorului, dinţii acestuia trec necontenit prin faţa dinţilor statorului, din care cauză se produc variaţii periodice ale inducţiei în dinţii statorului şi rotorului, dând naştere la diverse fenomene acustice: sgomot, fluerături, etc. Inafară de aceasta, când axele dinţilor statorului şi rotorului coincid, în punctul respectiv ia naştere o forţă de atracţie unilaterală între stator şi rotor. La învârtirea rotorului, această forţă se deplasează în întrefier cu o viteză determinată, producând cupluri alternative şi deci vibraţii ale rotorului. La anumite viteze de rotaţie ale rotorului, aceste vibraţii pot să intre în rezonanţă cu oscilaţiile proprii, mecanice, ale rotorului. Dacă acest fenomen devine intens, el poate face imposibilă funcţionarea motorului. Studiul arată că aceste cupluri iau naştere dacă:

$$Z_1 - Z_2 = \pm 1 \pm 2p. \qquad (18.5)$$

Unele cercetări arată că şi următoarea relaţie dă naştere la cupluri vibratorii:

$$Z_1 - Z_2 = \pm 2 \pm 4p. \qquad (18.6)$$

Deoarece $Z_1 = 2p\, m_1\, q_1$, pentru q_1 = număr întreg, Z_1 este par. In acest caz, condiţia (18.6) poate fi îndeplinită numai cu un număr par de crestături ale rotorului, fapt confirmat experimental. In fig. 11 *a*, *b*, *c* sunt arătate curbele cuplurilor vibratorii care iau naştere în motorul cu patru poli, cu numărul de dinţi $Z_1 = 24$ şi $Z_2 = 24 + 1$, $Z_2 = 24 \pm (1 + 4)$.

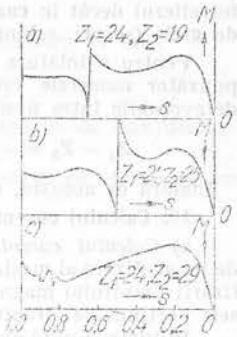


Fig. 11. Cupluri vibratorii pentru $2p = 4$, $Z_1 = 24$; $Z_2 = 24 + 1$ şi $Z_2 = 24 \pm \pm (1 + 4)$.

δ) *Metode de înlăturare a cuplurilor parazite.* Pentru înlăturarea cuplurilor parazite asincrone, cel mai simplu mijloc este slăbirea armonicelor forţei magnetomotoare a bobinajului statoric (pas scurtat). In general nu se întrebuinţează un număr de crestături fracţionar, deoarece aceste sisteme pot duce la bobinaje repartizate nesimetric pe periferia statorului, ceeace favorizează producerea sgomotului în motor.

Trebue deasemenea ales în mod judicios numărul de crestături rotorice. Un mijloc foarte eficace de a înlătura cuplurile parazite asincrone este înclinarea crestăturilor statorului sau rotorului.

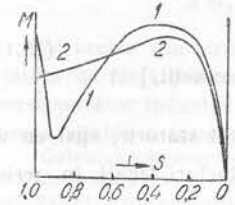


Fig. 12. Curba cuplului pentru crestături înclinate şi neînclinate.

In cazul înclinării crestăturilor rotorului, înclinarea se face egală cu un pas al crestăturii statorice (τ_{c1}), sau se micşorează înclinarea până la $\frac{Z_1 \tau_{c1}}{Z_1 + p}$. In primul caz, este paralizată acţiunea primei armonice datorită dinţilor şi armonicelor inverse de ordinul $\frac{Z_1}{p} \pm 1$, iar în al doilea caz, se distruge acţiunea primei armonice, de ordinul $\frac{Z_1}{p} + 1$, cea mai periculoasă.

In fig. 12 curba *1* reprezintă cuplul motorului fără înclinarea crestăturilor, iar curba *2* cu înclinare. Se observă influenţa favorabilă a înclinării crestăturilor în ceeace priveşte cuplurile parazite. Mecanismul producerii acestei compensări se vede în fig. 13.

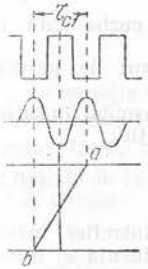


Fig. 13. Influenţa înclinării crestăturilor asupra armonicelor forţei magnetomotoare produse de dinţi.

Pentru a micşora sgomotul motorului, se întrebuinţează în locul crestăturilor cu înclinare continuă, crestături înclinate în zig-zag (fig. 14 *a* şi *b*). In acest caz, rotorul se împarte pe lungime în două părţi: *A* şi *B*, aşa încât crestăturile unei părţi să fie deplasate faţă de crestăturile celeilalte părţi. Capetele vecine ale celor două jumătăţi al bobinajului sunt legate la inelul comun de legătură.

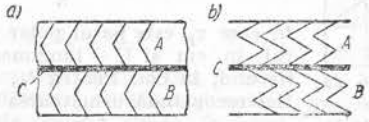


Fig. 14. Inclinarea în zig-zag a crestăturilor rotorului.

Se pot înclina şi crestăturile statorului, în care caz înclinarea se face egală cu un pas al dintelui rotoric.

Trebue avut în vedere că înclinarea crestăturilor este echivalentă cu o micşorare suplimentară a factorului de bobinaj. Totodată cresc scăpările din motor şi, prin urmare, se înrăutăţesc caracteristicele de funcţionare ale motorului, în special factorul de putere şi capacitatea de supraîncărcare. Acest lucru se poate vedea şi în fig. 12

Mărirea întrefierului are o influenţă favorabilă asupra micşorării cuplurilor parazite. Astfel se micşorează şi pierderile suplimentare în motor. Insă mărirea întrefierului duce la mărirea curentului de mers în gol şi prin urmare la înrăutăţirea factorului de putere al motorului. Deaceea, în mod normal nu se măreşte întrefierul decât în cazul motoarelor destinate să funcţioneze în condiţii deosebit de grele (şocuri, schimbări de sens repetate, etc,).

Pentru a înlătura cuplurile sincrone şi vibratorii trebue alese în mod corespunzător numerele crestăturilor statorului şi rotorului. In rezumat, relaţiile defavorabile între numerele crestăturilor Z_1 şi Z_2 sunt:

$$Z_1 - Z_2 = \pm 2p; \quad Z_1 - Z_2 = 1 \pm 2p; \quad Z_1 - Z_2 = \pm 2 \pm 4p.$$

Inafară de aceasta, nu se recomandă un număr impar de crestături în rotor.

19. Calculul curentului de mers în gol.

α) *Calculul curentului de magnetizare* I_μ. Pentru determinarea curentului de magnetizare al maşinii, trebue întâi să se cunoască amperspirele necesare magnetizării circuitului magnetic al maşinii. Trebue deci determinate inducţiile în diversele porţiuni de circuit şi deci fluxul pe pol al maşinii.

In ipoteza unui câmp sinusoidal, fluxul pe pol la mersul în gol este:

$$\Phi = \frac{U_1 - I_\mu X_{s1}}{4{,}44\, \xi_1\, w_1\, f_1}\, 10^8 = \frac{U_1 \dfrac{1}{1+\tau_1}}{4{,}44\, \xi_1\, w_1\, f_1}\, 10^8 \text{ [maxwelli,]} \tag{19.1}$$

unde w_1 este numărul de spire ale unei faze a bobinajului statoric, egal cu a $\frac{1}{2m_1}$-a parte din numărul total de conductori legaţi în serie ai tuturor fazelor statorului;

ξ_1 — factorul de bobinaj pentru fundamentala câmpului statoric ($\xi_1 = \xi_{r1} \times \xi_{s1}$, unde ξ_{r1} este factorul de repartizare, iar ξ_{s1} — factorul de pas scurtat pentru fundamentala câmpului statoric). (A se vedea Cap. I, § 25).

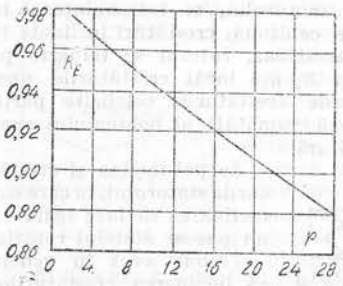


Fig. 15. Factorul k_E în funcţie de numărul de perechi de poli p.

Intr'o primă aproximaţie factorul $k_E = \frac{1}{1+\tau_1}$ se poate lua din curba dată în fig. 15, în funcţie de numărul de perechi de poli.

Amplitudinea câmpului sinusoidal în întrefier B_δ se calculează din relaţia:

$$\Phi = \frac{2}{\pi} B_\delta\, \tau_p\, l_i\,, \tag{19.2}$$

în care τ_p este pasul polar în întrefier, măsurat în cm şi l_i — lungimea ideală a întrefierului, în cm. Pentru l_i, proiectanţii sovietici recomandă următoarea formulă simplă:

$$l_i = l - \frac{1}{2} n_v\, b_v, \tag{19.3}$$

unde l este lungimea totală a fierului, incluziv canalele de ventilaţie, n_v este numărul canalelor de ventilaţie, iar b_v este lăţimea unui canal de ventilaţie.

Inducţia în dinte este dată de expresia:

$$B_d = \frac{B_\delta\, \tau_c\, l_i\, \psi}{k_{Fe}\, b_d\, l_{Fe}}\,, \tag{19.4}$$

unde: τ_c este pasul crestăturii (măsurat în întrefier), în cm;

b_d — grosimea dintelui, în cm;

$l_{Fe} = l - n_v\, b_v$ — lungimea fierului maşinii, în cm;

ψ — un factor care ţine seama de scăpările de flux dealungul dintelui, şi

k_{Fe} — un factor care ţine seama de izolaţia cu hârtie sau cu lac a tolelor.

Amperspirele pentru dinte sunt date de expresia:

$$2\,\Theta_d = 2\, H_d\, l_d\,,$$

iar amperspirele pentru întrefier sunt:

$$2\,\Theta_\delta = 2 \cdot 0{,}795 \cdot k_c\, \delta\, B_\delta = 1{,}59\, k_c \cdot \delta \cdot B_\delta\,. \tag{19.5}$$

In aceste din urmă relaţii, k_c este un factor care ţine seama de contracţia liniilor de forţă provocată de deschiderile crestăturilor, H_d este câmpul în dinte corespunzător inducţiei B_d, în A.sp / cm, l_d lungimea dintelui, în cm, iar δ grosimea simplă a întrefierului, în cm.

Calculul amperspirelor întrefierului şi dinţilor cu inducţiile date de expresiile (19.1), (19.2), (19.4), conduce, în general, la valori prea mari, deoarece din cauza saturaţiei curba câmpului nu mai este sinusoidală, ci are o formă aplatisată. Factorul $\alpha_1 = \frac{2}{\pi} = 0{,}637$ din ecuaţia (19.1), fixat la această valoare în ipoteza unei distribuţii sinusoidale a câmpului în întrefier, devine prea mic. Aplatisarea câmpului şi valoarea factorului α_i creşte cu saturaţia dinţilor, adică cu raportul:

$$k_s = \frac{\Theta_\delta + \Theta_{d1} + \Theta_{d2}}{\Theta_\delta}\,. \tag{19.6}$$

In ecuaţia (19.6), Θ_{d1} reprezintă amperspirele dinţilor statorului şi Θ_{d2} ale dinţilor rotorului. Curba *1* din fig. 16 dă variaţia lui α_i în funcţie de factorul de saturaţie k_s. Ecuaţia (19.2) devine:

$$\Phi = \alpha_i\, B_\delta\, \tau_p\, l_i\,. \tag{19.7}$$

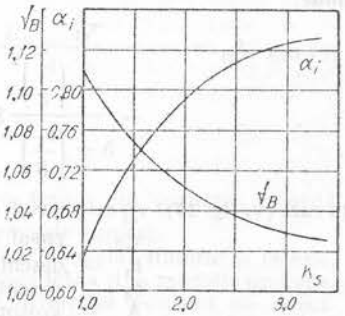


Fig. 16. α_i şi f_B în funcţie de factorul de saturaţie k_s.

Aplatisarea câmpului în întrefier, provocată de saturaţia dinţilor, modifică şi valoarea fluxului dată de ecuaţia (19.1). In locul coeficientului numeric 4,44 dela numitorul expresiei (19.1), fixat la această valoare în ipoteza unui câmp sinusoidal, apare un alt coeficient $4 \cdot f_B$, mai mic ca 4,44. Factorul f_B este dat în fig. 16 în funcţie de factorul de saturaţie k_s.

Expresia fluxului devine:

$$\Phi = \frac{U_1 \frac{1}{1+\tau_1}}{4 f_B \xi_1 w_1 f_1} 10^8 \text{ [maxwelli.]} \tag{19.8}$$

Calculul amperspirelor întrefierului şi ale dinţilor, ţinând seama de aplatisarea curbei câmpului, se face prin aproximaţii succesive, precum urmează.

Mai întâi se determină cu valorile B_δ şi B_d, date de expresiile (19.1), (19.2) şi (19.4), amperspirele întrefierului, ale dinţilor statorici şi ale dinţilor rotorici, ca şi cum curba câmpului ar fi sinusoidală, şi se calculează din ecuaţia (19.6) coeficientul de saturaţie k_s. Acestui coeficient îi corespunde pe curbele din fig. 16 câte o valoare pentru f_B şi α_i. Cu aceste valori, introduse în expresiile (19.7) şi (19.8), se calculează din nou valoarea inducţiei în întrefier B_δ şi a inducţiilor în dinţii statorului B_{d1} şi în dinţii rotorului B_{d2}. Cu noile inducţii se determină amperspirele Θ_δ, Θ_{d1} şi Θ_{d2} corespunzătoare şi se calculează din nou factorul de saturaţie k_s. Se repetă calculul până când se obţine acelaşi factor de saturaţie. In general două operaţii sunt suficiente, şi numai la maşini foarte saturate ar putea fi necesară o a treia operaţie.

Factorul ψ se ia pentru stator egal cu $(1+\tau_1)$ la piciorul dintelui, $\left(1+\frac{2}{3}\tau_1\right)$ la mijlocul dintelui şi $\left(1+\frac{1}{3}\tau_1\right)$ la capătul dintelui, τ_1 fiind factorul de scăpări al statorului; pentru rotor ψ se ia egal cu 1.

Factorul k_{Fe} se ia pentru tole izolate cu hârtie 0,9, iar pentru lac 0,95.

Factorul de contracţie k_c este dat de expresia:

$$k_c = k_{c1} \cdot k_{c2}, \tag{19.9}$$

unde:

$$k_{c1} = \frac{\tau_{c1}}{\tau_c - \frac{\left(\frac{b_1}{\delta}\right)^2}{5+\left(\frac{b_1}{\delta}\right)}\delta} \quad ; \quad k_{c2} = \frac{\tau_{c2}}{\tau_{c_2} - \frac{\left(\frac{b_2}{\delta}\right)^2}{5+\left(\frac{b_2}{\delta}\right)}\delta}, \tag{19.10}$$

în care (v. fig. 17): τ_{c1} este pasul dinţilor statorului;
τ_{c2} — pasul dinţilor rotorului;
b_1 — deschiderea crestăturilor statorului;
b_2 — deschiderea crestăturilor rotorului;
δ — grosimea întrefierului.

Dacă într'un punct al dinţilor inducţia depăşeşte 18 000 gauss, trebue să se ţină seama de faptul că o parte a fluxului trece şi prin crestătură. In acest caz, ecuaţia (19.4) dă inducţia *ideală* în dinte, B_{di}, adică inducţia care ar fi în acel punct al dintelui, dacă nu ar trece prin crestătură niciun flux. Inducţia reală a dintelui în acest punct este:

$$B_{dr} = B_{di} - 1{,}25\, k_a H_r, \tag{19.11}$$

unde k_a reprezintă raportul între secţiunea de aer şi secţiunea de fier, iar H_r câmpul în aer, în A·sp/cm:

$$k_a = \frac{\tau_c l_i - k_{Fe} l_{Fe} b_d}{k_{Fe} l_{Fe} b_d} = \frac{\tau_c l_i}{k_{Fe} l_{Fe} b_d} - 1, \tag{19.12}$$

τ_c şi b_d referindu-se aici la acelaşi punct al dintelui. In ecuaţia (19.10) se cunoaşte B_{di}, k_a şi, cu ajutorul curbei de magnetizare a tolei utilizate, legătura dintre B_{dr} şi H_r. Dacă în fig. 18, care reprezintă curba de magnetizare a tolei, se duce $OA = B_{di}$

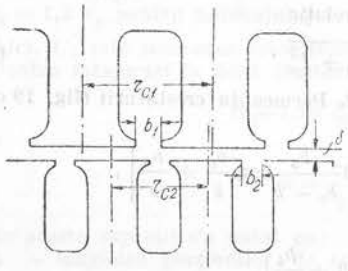


Fig. 17. Schema întrefierului în maşinile asincrone.

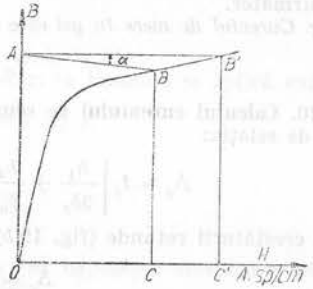


Fig. 18. Construcţie grafică pentru aflarea inducţiei reale în dinţi.

şi $\alpha = arctg\ 1{,}25\ k_a$, dreapta AB taie curba de magnetizare în B, aşa încât $BC = B_{dr}$ şi OC reprezintă valoarea respectivă a câmpului H_d. Este suficient să se determine valoarea lui H_d pentru trei puncte ale dintelui, şi anume pentru capul dintelui $H_{d\,max}$ sau $H_{d\,min}$, pentru mijlocul dintelui $H_{d\,med}$ şi pentru piciorul dintelui $H_{d\,min}$ sau $H_{d\,max}$; amperspirele pentru dinte se obţin prin formula de cuadratură aproximativă:

$$\Theta_d = h_d \frac{H_{d\,max} + 4\, H_{d\,med} + H_{d\,min}}{6}, \tag{19.13}$$

h_d fiind înălţimea dintelui, în cm.

Unii autori recomandă formula mai simplă:

$$\Theta_d = h_d H_{d\,\frac{1}{3}},$$

unde H_d este câmpul în dinte în A·sp/cm la o treime din înălţime, socotită dela baza mică a trapezului (dacă dintele are formă de trapez).

Determinarea amperspirelor necesare magnetizării jugului statoric şi rotoric, nu prezintă nicio dificultate, acest calcul făcându-se la fel ca şi la maşinile sincrone.

Adunând amperspirele necesare magnetizării diverselor porţiuni ale circuitului magnetic al maşinii, se obţine suma $\Theta_T = 2\,\Theta_\delta + 2\,\Theta_{d1} + 2\,\Theta_{d2} + \Theta_{j1} + \Theta_{j2}$, care reprezintă amperspirele totale necesare magnetizării maşinii. Curentul de magnetizare este dat în acest caz de expresia:

$$I_\mu = \frac{p\Theta_T}{\frac{2\sqrt{2}}{\pi} m_1 \xi_1 w_1}. \tag{19.14}$$

β) *Calculul curentului activ de mers în gol.* Pentru determinarea componentei active a curentului de mers în gol, trebue cunoscute pierderile în fier. Presupunând aceste pierderi cunoscute şi totodată calculând pierderile mecanice (frecări şi ventilaţie) ale maşinii şi pierderile în cuprul statoric datorite curentului de mers în gol, curentul activ de mers în gol este dat de relaţia:

$$I_{0a} = \frac{p_{Fe} + p_m + p_{Cu0}}{m_1 U_1}. \tag{19.15}$$

Calculul pierderilor în fier şi al pierderilor mecanice este dat într'un paragraf următor.

γ *Curentul de mers în gol* este dat de relaţia:

$$I_0 = \sqrt{I_{0a}^2 + I_\mu^2}. \tag{19.16}$$

20. **Calculul curentului de scurtcircuit.** Permeanţa crestăturii (fig. 19 *a*) este dată de relaţia:

$$\Lambda_c = l_i \left[\frac{h_1}{3b_c} + \frac{h_2}{b_c} + 2,3 \frac{h_3}{b_c - b} \log \frac{b_c}{b} + \frac{h_4}{b} \right], \tag{20.1}$$

iar a crestăturii rotunde (fig. 19 *b*):

$$\Lambda_c = l_i \left(0,623 + \frac{h_4}{b} \right). \tag{20.2}$$

Dacă crestăturile sunt închise, ecuaţiile (20.1) şi (20.2) dau valori prea mici pentru Λ_c, deoarece ultimul termen al sumelor din paranteză, care corespunde scăpărilor între capetele dinţilor, este mai mare la crestăturile închise, şi anume este dat de relaţia: $\frac{22\,000\, 2 l_{Fe} k_{Fe} h_4}{3,56\, I_k N_c}$ (fig. 19 *c*), în care pentru puntea dintre dinţi, care chiar la curenţi mici se saturează, s'a luat o inducţie de 22 000 gauşi. Aici I_k este curentul de scurtcircuit în A iar N_c este numărul de conductori pe crestătură, la partea considerată a maşinii (stator sau rotor).

La înfăşurările în două straturi cu pas scurtat,

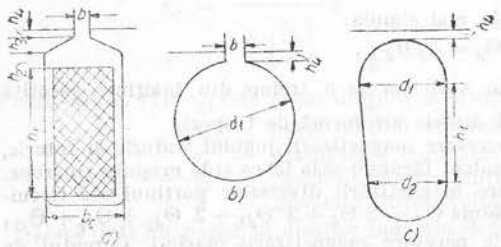


Fig. 19. Forme caracteristice de crestături.

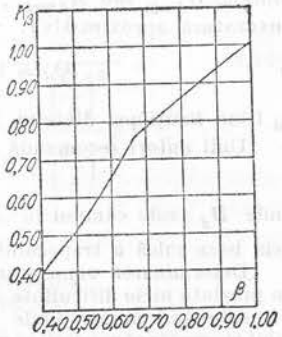


Fig. 20. Factorul de corecţie k_β al permeanţei de scăpări, în funcţie de scurtarea $\beta = S/\tau_p$.

Λ_c este mai mic decât îl dă ecuaţia (20.1). Dacă se notează cu S pasul bobinei, factorul de corecţie k_β, pentru înfăşurarea trifazată este dat în fig. 20 $\left(\beta = \frac{S}{\tau_p}\right)$.

Permeanţa fluxului de scăpări la capetele de bobină este:

$$\Lambda_k = 0,67\,(l_k - 0,64\,\tau_p')\,q \text{ pentru înfăşurări în două etaje,}$$
$$\Lambda_k = 0,47\,(l_k - 0,64\,\tau_p')\,q \text{ pentru înfăşurări în trei etaje,} \tag{20.3}$$

în care l_k reprezintă lungimea capătului de bobină; q — numărul de crestături pe pol şi fază şi τ_p' — pasul polar măsurat la mijlocul crestăturii. Pentru lungimea capetelor de bobină se poate lua aproximativ:

$l_k = 1,7\,\tau_p + 2\,U_1' + 5$ până la 15 cm pentru înfăşurări în două şi în trei etaje;

$l_k = 1,2\,\tau_p$ pentru bobinajul rotorului.

Aici, U_1' este tensiunea între fazele statorului, în kV.

Pentru înfăşurări în două straturi (înfăşurări în tambur) se aplică expresia:

$$\Lambda_k = 1,13\,\xi_{s1}^2\,(h + 0,5\,m)\,q, \tag{20.4}$$

unde:

$$m = \frac{z}{2} \frac{\tau_c'\,a}{\sqrt{\tau_c'^2 - a^2}}.$$

In aceste expresii s'a notat cu:

h — lungimea porţiunilor de conductor ce depăşeşte crestătura până la cotul unde încep capetele de bobină;

z — numărul dinţilor din cuprinsul unei spire;

τ_c' — pasul crestăturii la mijlocul dintelui;

$\xi_{s1} = \sin\left(\frac{\pi}{2} \cdot \frac{S}{\tau}\right)$ factorul de pas scurtat al înfăşurării, corespunzător fundamentalei câmpului;

$a = b_c + i$ (b_c fiind lărgimea crestăturii).

Pentru i, spaţiul de aer dintre două mănunchiuri aşezate în crestături vecine, se ia după mărimea tensiunii, dela 2 mm (2 000 V) până la 10 mm (10 000 V). Pentru lungimea capetelor de bobină la înfăşurările în două straturi se poate lua:

$$l_k = \frac{z\tau_c^2}{\sqrt{\tau_c^2 - a^2}} + 2h + \left(2r + \frac{1}{2} h_c\right) \frac{\pi}{2}, \tag{20.5}$$

în care h_c reprezintă adâncimea crestăturii şi r raza de îndoire a buclei.

Permeanţa scăpărilor dublu înlănţuite (datorite armonicelor forţei magnetomotoare) este:

$$\Lambda_d = \frac{3}{\pi^2} \frac{\tau_p\, l}{k_c k_s \delta}\, q \sum_\nu \left(\frac{1}{\nu} \xi_\nu\right)^2 \text{ pentru înfăşurările trifazate}$$
$$(\nu = 5,7,11 \ldots) \tag{20.6}$$

$$\Lambda_d = \frac{2}{\pi^2} \frac{\tau_p\, l}{k_c k_s \delta}\, q \sum_\nu \left(\frac{1}{\nu} \xi_\nu\right)^2 \text{ pentru înfăşurările bifazate}$$
$$(\nu = 3,5,7 \ldots). \tag{20.7}$$

Valorile sumelor din expresiile (20.6) şi (20.7) sunt date pentru diverşi q şi diverşi $\beta = \frac{S}{\tau_p}$, în tabelele 1, 2 şi 3. La valorile mai mari ale lui q, β_{min} respectiv

Tabela 1 Infăşurări trifazate

| | | |

tăturí. Reactanţele de scăpări ale înfăşurării statorului şi cele ale înfăşurării rotorului la frecvenţa reţelei, sunt date de expresiile:

$$\left.\begin{aligned} X_{s1} &= 2\,\pi\, f_1\, L_{s1} = 1{,}6\,\pi^2 f_1 \frac{w_1^2}{pq_1}(\Lambda_{c1} + \Lambda_{k1} + \Lambda_{d1})\,10^{-8}\,[\Omega]; \\ X_{s2} &= 2\,\pi\, f_1\, L_{s2} = 1{,}6\,\pi^2 f_1 \frac{w_2^2}{pq_2}(\Lambda_{c2} + \Lambda_{k2} + \Lambda_{d2})\,10^{-8}\,[\Omega]; \end{aligned}\right\} \quad (20.9)$$

In locul lui Λ_{d1} şi Λ_{d2} se pune, eventual, $\frac{\Lambda_z}{2}$. Factorul de raportare la primar al reactanţei de scăpări secundare, respectiv al rezistenţei secundare, este:

$$k = \frac{m_1}{m_2}\left(\frac{w_1\,\xi_1}{w_2\,\xi_2}\right)^2,$$

astfel că:

$$X'_{s2} = X_{s2}\,\frac{m_1}{m_2}\left(\frac{w_1\,\xi_1}{w_2\,\xi_2}\right)^2. \quad (20.10)$$

Factorii de scăpări ai statorului şi ai rotorului sunt daţi de expresiile:

$$\tau_1 = \frac{X_{s1}\,I_\mu}{U_1 - X_{s1}\,I_\mu}\;; \quad \tau_2 = \frac{X'_{s2}}{X_{s2}}\,\tau_1.$$

Reactanţa de scurtcircuit este:

$$X_k = X_{s1} + (1 + \tau_1)\,X'_{s2} \quad (20.11)$$

şi deci:

$$I_{k1} = \frac{U_1\,(1 + \tau_2)}{X_k}. \quad (20.12)$$

Rezistenţa ohmică a unei faze a înfăşurării primare este:

$$R_1 = \rho\,\frac{(l + l_{k1})\,2\,w_1}{s_1}, \quad (20.13)$$

s_1 fiind secţiunea conductorului de bobinaj, în cazul unei singure căi de curent, şi suma secţiunilor conductorilor puşi în paralel, în cazul mai multor căi de curent.

Pentru ρ, rezistivitatea materialului, se ia valoarea corespunzătoare la temperatura de 75°C. Afară de aceasta se mai adaugă 20 până la 30 % pentru acoperirea pierderilor suplimentare în cupru. Rezistenţa bobinajului rotoric este:

$$R_2 = \rho\,\frac{(l + l_{k2})\,2\,w_2}{s_2}\;; \quad R_2 = R_2\,\frac{m_1}{m_2}\left(\frac{w_1\,\xi_1}{w_2\,\xi_2}\right)^2. \quad (20.14)$$

Rezultă:

$$R_k = R_1 + (1 + \tau_1)\,R_2;\quad I_k = \frac{U_1\,(1 + \tau_2)}{\sqrt{R_k^2 + X_k^2}} \text{ şi } \cos\varphi_k = \frac{R_k}{\sqrt{R_k^2 + X_k^2}}. \quad (20.15)$$

La motoarele cu rotorul în scurtcircuit, reactanţa de scăpări secundară, respectiv rezistenţa ohmică secundară, se calculează în modul următor:

Se notează cu:

Z_2 — numărul total de bare (numărul de crestături) al rotorului în scurtcircuit;

R_b — rezistenţa la cald a unei bare;

R_i — rezistenţa la cald a segmentului de inel cuprins între două bare;

b_i — grosimea, h_i — înălţimea } inelului de scurtcircuitare.

Reactanţa de scăpări pe fază este dată de relaţia:

$$X_{s2} = 0{,}8\,\pi^2 f_1\,(\Lambda_{c2} + \Lambda_{k2}\,\Lambda_{d2})\cdot 10^{-8}\,\Omega. \quad (20.16)$$

Λ_{c2} se calculează din relaţiile (20.1) sau (20.2). Λ_{k2} este dat de:

$$\Lambda_{k2} = \frac{Z_2}{2\,m_1 p}\,\tau_p\,g. \quad (20.17)$$

Valorile lui g în funcţie de τ_p/x şi x/ρ sunt date de curbele din fig. 21 *b*. Inţelesul lui x reiese din fig. 21 *a*. ρ este egal cu 0,2235 $(b_i + h_i)$. Valoarea lui Λ_{d2} este dată de:

$$\Lambda_{d2} = \frac{Z_2}{2\,m_1 p}\,\frac{m_1}{\pi^2}\,\frac{\tau_p\,l_{Fe}}{k_c\,k_s\,\delta}\sum_{\nu}\left(\frac{1}{2\,\frac{Z_2}{2p}\,\nu \pm 1}\right)^2 (\nu = 1, 2, 3\ldots). \quad (20.18)$$

Valorile sumei din ecuaţia (20.18), în funcţie de $Z_2/2p$, sunt date de tabela 4.

Tabela 4. Rotor în scurt circuit

$\frac{Z_2}{2p_1} =$	3	4	5	6	7	8	9	10
$\sum_\nu \left(\frac{1}{\frac{2Z_2}{2p}\nu \pm 1}\right)^2$	0,097	0,053	0 036	0,023	0,017	0,013	0,010	0,008 3
$\frac{Z_2}{2p} =$	12	15	20	25	30	40	50	∞
$\sum_\nu \left(\frac{1}{2\frac{Z_2}{2p}\nu \pm 1}\right)^2$	0,005 7	0,003 6	0,002 1	0,001 3	0,000 9	0,000 5	0,000 3	0,000 0

In cazul rotorului în scurtcircuit:

$$m_2 = Z_2;\quad w_2 = \frac{1}{2}\;;\quad \xi_2 = 1.$$

Factorul de raportare devine:

$$k = \frac{4m_1\,(w_1\,\xi_1)^2}{Z_2}.$$

Expresiile reactanţei de scăpări rotorice şi ale rezistenţei rotorice raportate la primar devin:

$$X'_{s2} = 1,6\,\pi^2 \frac{2\,m_1 (w_1 \xi_1)^2}{Z_2} f_1 (\Lambda_{c2} + \Lambda_{d2} + \Lambda_{k2}) \cdot 10^{-8}\,\Omega; \tag{20.19}$$

$$R'_2 = \frac{4\,m_1 (w_1 \xi_1)^2}{Z_2} \left(R_b + \frac{R_i}{2 \sin^2 \frac{\pi p}{Z_2}} \right) \Omega. \tag{20.20}$$

Calculul reactanţei de scăpări şi cel al rezistenţei rotorilor cu bare înalte şi cu dublă colivie sunt date în subcapitolul privind pornirea maşinilor asincrone

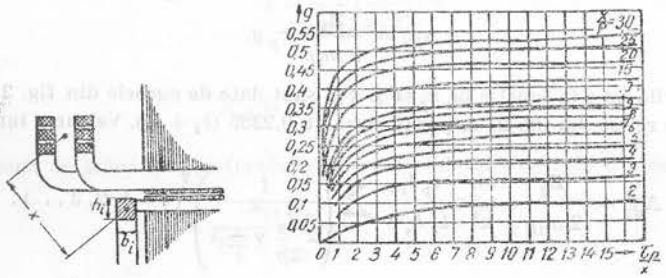


Fig. 21. Determinarea coeficientului g în funcţie de τ_p/x şi x/ρ.

21. **Calculul curentului roteric şi al alunecării.** Forţa electromotoare rotorică la frecvenţa reţelei este:

$$E_2 = (U_1 - I_\mu X_{s1}) \frac{w_2 \xi_2}{w_1 \xi_1} = \frac{U_1}{1 + \tau_1} \frac{w_2 \xi_2}{w_1 \xi_1}, \tag{21.1}$$

şi curentul rotoric pe fază este:

$$I_2 = \frac{1\,000\,P_2 + p_m}{m_2 E_2 (1 - \varepsilon)(1 - s)}\ \text{A}. \tag{21.2}$$

În această expresie s'a notat cu:

P_2 — puterea utilă la arbore, în kW;
p_m — pierderile mecanice (frecări şi ventilaţie), în W;
ε — căderea inductivă de tensiune în înfăşurarea rotorului.

ε poate varia între 3—7%.

Alunecarea este dată de relaţia:

$$s = \frac{I_2 R_2}{E_2}, \tag{21.3}$$

în care se ia pentru R_2 rezistenţa la cald. s variază între 8 şi 0,8%, valorile mici referindu-se la maşinile mari, iar valorile mari la maşini mici. Produsul $(1-\varepsilon)(1-s)$ se poate lua, aproximativ, egal cu 0,92.

La rotoarele în scurtcircuit tensiunea şi curentul pe bară sunt date de relaţiile:

$$E_b = (U_1 - I_\mu X_{s1}) \frac{1}{2\,w_1 \xi_1} = \frac{U_1}{1 + \tau_1} \frac{1}{2\,w_1 \xi_1}\ [\text{V}]. \tag{21.4}$$

$$I_b = \frac{1\,000\,P_2 + p_m}{Z_2 E_b (1 - \varepsilon)(1 - s)}\ [\text{A}] \tag{21.5}$$

iar alunecarea:

$$s = \frac{I_b}{E_b} \left[R_b + \frac{2\,R_i}{\left(2 \sin \frac{\pi p}{Z_2}\right)^2} \right]. \tag{21.6}$$

C. Funcţionarea motoarelor asincrone polifazate

a) Pornirea

22. **Motoare cu rotorul bobinat** (şi cu inele colectoare). Pornirea acestor motoare se face cu ajutorul reostatelor rotorice. Scopul acestor reostate este de a mări, în momentul pornirii, rezistenţa rotorului. Se reduce astfel curentul de pornire a maşinii şi se măreşte cuplul de pornire. Variind valoarea rezistenţelor rotorice se variază dependenţa dintre cuplu şi alunecare. La aceeaşi valoare a cuplului, cu cât rezistenţa rotorului este mai mare, cu atât creşte şi alunecarea. În fig. 4 se arată variaţia cuplului în funcţie de alunecare pentru diverse valori ale rezistenţei rotorice. Curba 3 corespunde rezistenţei care dă cuplul maxim de pornire (cuplul de pornire egal cu cuplul de desprindere).

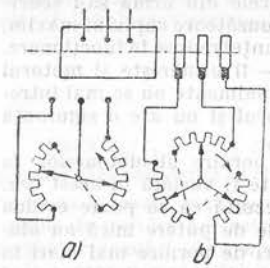


Fig. 22. Schema reostatelor de pornire:
a — reostat asimetric;
b — reostat simetric.

Montarea reostatelor în circuitul rotoric poate fi făcută în două feluri: reostat simetric şi asimetric (fig. 22). Montarea asimetrică a reostatului duce la scăderea cuplului de pornire, însă reprezintă o economie importantă de material.

Valoarea rezistenţei de pornire, corespunzătoare unui anumit cuplu de pornire, se determină ţinând seama de faptul că alunecarea este direct proporţională cu rezistenţa rotorică. Fie s_1 alunecarea corespunzătoare unui anumit cuplu, în funcţionarea normală a maşinii (rotorul scurtcircuitat). Dacă acelaşi cuplu trebue să fie obţinut şi la alunecarea s_2, rezistenţa totală a unei faze R_t este dată de:

$$\frac{R_t}{R_2} = \frac{s_2}{s_1}, \tag{22.1}$$

iar rezistenţa care trebue înserată în circuitul rotoric (rezistenţa reostatului) este:

$$R_p = R_t - R_2 = R_2 \frac{s_2 - s_1}{s_1}. \tag{22.2}$$

La pornire, când $s_2 = 1$,

$$R_p = R_2 \frac{1 - s_1}{s_1}. \tag{22.3}$$

Dacă motorul trebue să pornească cu cuplul său nominal $s_1 = s_n$ şi

$$R_p = R_2 \frac{1 - s_n}{s_n}. \tag{22.4}$$

Dacă motorul trebue să pornească cu cuplul său maxim:

$$R_p = R_2 \frac{1 - s_M}{s_M}. \tag{22.5}$$

Pentru ca un motor cu o alunecare nominală de 2 % să pornească cu cuplul său nominal, trebue să se insereze în circuitul rotoric o rezistenţă de 49 ori mai mare decât rezistenţa rotorului; dacă motorul trebue să pornească cu cuplul maxim, rezistenţa de intercalat în rotor este de 9—10 ori rezistenţa rotorului.

Pentru a evita uzura periilor şi pentru a micşora pierderile prin frecare în timpul funcţionării, motoarele asincrone cu inele colectoare sunt prevăzute deseori cu un dispozitiv de scurtcircuitare a inelelor şi ridicare a periilor. La terminarea operaţiei de pornire, cu ajutorul acestui dispozitiv se poate pune rotorul în scurtcircuit. La oprirea motorului trebue însă lăsate din nou periile pe inele şi adus reostatul de pornire la valoarea lui maximă, pentru a evita scurtcircuitul în cazul unei noi porniri.

S'au făcut încercări pentru automatizarea comutării rezistenţelor de pornire. Pentru aceasta, reostatul de pornire este aşezat pe arborele motorului, astfel încât la pornire (când motorul stă pe loc) el este în circuit în întregime, iar apoi, pe măsura creşterii vitezei motorului, un dispozitiv centrifugal comutează automat 1—2 trepte intermediare ale reostatului, pentru ca în cele din urmă să-l scurtcircuiteze complect, când viteza a depăşit valoarea corespunzătoare cuplului maxim. Aceste metode de pornire nu s'au răspândit din cauza siguranţei reduse în funcţionare.

Acelaşi scop — automatizarea operaţiei de pornire — îl urmăreşte şi motorul cu cuplare inversă (schema lui C. I. S e n f e r), însă actualmente nu se mai întrebuinţează această schemă din cauză că scumpeşte motorul şi nu are o siguranţă deplină în funcţionare.

23. **Motoare cu rotorul în scurtcircuit.** Cuplul de pornire al motoarelor în scurtcircuit depinde de rezistenţa rotorului, care nu poate fi variată în acest caz. Alunecarea fiind proporţională cu această rezistenţă, rezultă că se poate evalua cuplul de pornire din alunecarea lor nominală. Motoarele de putere mică au alunecare mai mare decât cele de putere mare, deci cupluri de pornire mai mari în raport cu cuplurile nominale. O majorare arbitrară a rezistenţei rotorului, în scopul măririi cuplului de pornire, este îngrădită, atât de pericolul încălzirii prin suplimentul de pierderi Lenz-Joule în rotor, cât şi din motive de randament şi de viteză la plină sarcină. In timpul accelerării, cuplul motorului creşte până la cuplul maxim, pentru ca apoi să scadă la cuplul corespunzător sarcinii externe. Cuplurile produse în timpul accelerării sunt independente de sarcina externă, aceasta din urmă având influenţă numai asupra duratei de pornire.

Valoarea curentului statoric la pornire este, deasemenea, independentă de sarcina externă. La pornire ($s=1$), curentul absorbit de motor este curentul de scurtcircuit, care scade, după ce motorul a intrat în viteză, la acela corespunzător sarcinii externe. Scăderea curentului se face încet, la alunecarea corespunzătoare cuplului maxim el putând fi încă de 71 % din curentul de scurtcircuit.

Valorile cuplurilor de pornire şi ale curenţilor de pornire ale motoarelor asincrone cu rotorul în scurtcircuit (multipli ai cuplurilor nominale şi ai curenţilor nominali) sunt fixate prin STAS 1764-50 şi STAS 1893-50.

Curenţii de pornire a motoarelor asincrone au o valoare foarte ridicată (motoare cu rotorul în scurtcircuit) şi, totodată, au o componentă inductivă importantă. Deaceea cuplarea acestor motoare la reţele cu ajutorul întrerupătoarelor simple

nu este permisă decât pentru motoarele mici. La motoarele asincrone de mare putere, cu rotorul în scurtcircuit, pentru a reduce curentul de pornire, se întrebuinţează mai multe metode:

α) *Pornirea stea-triunghi.* Infăşurarea statorului, care în serviciu normal este legată în triunghi, se leagă la pornire în stea. Curentul de pe linie şi cuplul de pornire se reduc la 1/3 din valoarea pe care o au la cuplajul în triunghi. Astfel, se reduce şocul de curent care are loc la cuplarea motorului la reţea. Pornirea stea-triunghi se întrebuinţează la motoare până la puteri de circa 150 kW şi tensiuni până la 3 000 V. Procedeul nu se recomandă pentru tensiuni mai mari de 3 000 V, din cauza numărului mare de spire cerut de cuplajul în triunghi, care reduce calităţile motorului.

β) *Transformator de pornire.* Se utilizează un autotransformator de pornire, montat între reţea şi motor, cu ajutorul căruia se reduce tensiunea aplicată motorului la pornire, până la 50—70 % din tensiunea nominală, după valoarea curentului, respectiv a cuplului de pornire, dorit. Cuplul de pornire scade cu pătratul tensiunii de pornire, iar curentul motorului, adică curentul din secundarul transformatorului de pornire, scade proporţional cu tensiunea de pornire, pe când curentul din primarul transformatorului, curentul absorbit din reţea, scade proporţional cu pătratul tensiunii de pornire. La o pornire cu 70 % din tensiunea reţelei, atât cuplul cât şi curentul de pornire absorbit din reţea scad la 49 % din cuplul, respectiv curentul de pornire corespunzător tensiunii nominale a reţelei.

γ) *Intercalarea de rezistenţe între stator şi reţea (reostat de pornire în stator).* Din cauza decalajului ridicat dintre tensiune şi curentul de pornire, rezistenţele intercalate înaintea statorului trebue să fie destul de mari, pentru a se obţine o reducere importantă a curentului de pornire. Pentru un anumit curent de pornire I_p, valoarea rezistenţelor de intercalat, pe fiecare fază, este dată de relaţia:

$$R = \sqrt{\left(\frac{U_1}{I_p}\right)^2 - X_p^2} - R_k. \tag{23.1}$$

Dacă $I_p/I_k = 1/a$, cuplul de pornire este de a^2 ori mai mic decât cuplul de pornire fără rezistenţe în circuitul statoric. Dacă se alege R astfel încât $I_p = 1/3\, I_k$, la fel ca în cazul cuplajului în stea a motorului funcţionând normal în triunghi, cuplul de pornire cu rezistenţa R în stator, este 1/9 din cuplul de pornire corespunzător cazului când motorul s'ar conecta la reţea fără rezistenţa R, în vreme ce la conexiunea stea-triunghi cuplul de pornire este de 1/3 din acela corespunzător curentului de scurtcircuit (când motorul s'ar conecta direct în triunghi). Deci, când se urmăreşte obţinerea unui curent de pornire cu mult mai redus decât cel de scurtcircuit, cuplul de pornire devine foarte mic. Deaceea această metodă de pornire se aplică numai atunci când motorul poate porni fără sarcină. Un alt desavantaj al metodei de intercalare de rezistenţe în stator, faţă de transformatorul de pornire, desavantaj care se resimte mai ales la motoarele cu porniri frecvente, îl constitue pierderile ridicate în reostatul de pornire. La un motor de 10 kW şi 1 500 rot/min, al cărui curent de pornire trebue să fie egal cu de două ori curentul nominal, căderea de tensiune în rezistenţă se ridică la 88 % din tensiunea nominală a motorului şi pierderile în rezistenţă sunt de circa 22 kW adică de 2,2 ori puterea nominală a motorului. In timpul accelerării, curentul şi pierderile scad. Dacă în locul rezistenţei ohmice se întrebuinţează o bobină de inducţie, condiţiile de pornire din cazul rezistenţei ohmice se menţin, înafară de pierderi, care dispar.

δ) *Rotoare în scurtcircuit de construcţie specială.* Aceste construcţii speciale permit motorului să pornească cu un cuplu mai ridicat şi cu un curent de pornire mai redus decât construcţiile obişnuite (cu bare rotunde, dreptunghiulare sau ovale). Asemenea motoare sunt examinate în paragrafele 24 şi 25.

24. Rotor cu bare înalte. Rotorul este prevăzut cu crestături înguste şi adânci, cu un raport între adâncime şi grosime de 15—40. La pornire, atât timp cât frecvenţa curenţilor rotorici este destul de ridicată, se produce o refulare a curentului spre marginile exterioare ale coliviei, datorită fluxului de scăpări transversal prin crestătură. Acest fenomen are ca urmare o micşorare a secţiunii de circulaţie a curentului, deci o mărire aparentă a rceeace îmbunătăţeşte ezistenţei rotorice, calităţile motorului la pornire [1]).

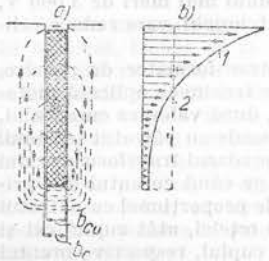


Fig. 23. Refularea curentului în barele înalte

In fig. 23 se arată fenomenul îndesirii curentului spre periferia barei înalte, din cauza fluxului de scăpări în crestătură. Mărirea rezistenţei rotorului depinde de înălţimea barei, de numărul conductorilor suprapuşi, de frecvenţa curentului şi de rezistivitatea materialului. Pentru cupru se ia rezistivitatea la cald $\rho = 0{,}02\ \Omega\ \mathrm{mm}^2/\mathrm{m}$. Se notează cu ξ coeficientul dat de expresia:

$$\xi = 2\pi h \sqrt{\frac{b_{Cu}}{b_c}\,\frac{f}{\rho}\,10^{-5}}, \qquad (24.1)$$

în care: b_{Cu} este lăţimea barei de cupru;
b_c — lăţimea crestăturii şi
h — înălţimea barei de cupru;

Acest coeficient (ξ) se numeşte coeficientul de adâncime al crestăturii. Notându-se cu R_{2a} rezistenţa porţiunii de bară îngropată în fier [2]) şi cu R_{2b} rezistenţa restului barei rotorului, rezistenţa mărită a barei, ţinând seama de fenomenul îndesirii liniilor de curent, este dată de expresia:

$$R_2 = k_r R_{2a} + R_{2b}. \qquad (24.2)$$

Coeficientul k_r este dat în fig. 24 *a*, în funcţie de ξ.

Pe lângă mărirea rezistenţei ohmice a barei, refularea curentului produce şi o reducere a inductanţei de scăpări a barei rotorului. Dacă se notează cu x_{2a} reactanţa de scăpări a porţiunii de bară îngropată în fier (neţinând seama de fenomenul refulării curentului) şi cu x_{2b} — reactanţa restului barei, reactanţa de scăpări a barei devine:

$$X_{s2\,b} = k_x x_{2a} + x_{2b}. \qquad (24.3)$$

Coeficientul k_x este dat în fig. 24 *b* în funcţie de ξ.

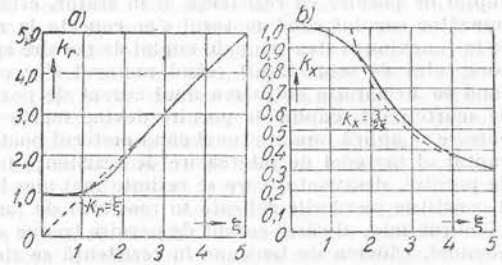


Fig. 24. Coeficienţii de majorare a rezistenţei şi micşorare a reactanţei de scăpări în funcţie de ξ.

Rotoarele cu bare înalte se construesc deobicei cu un singur conductor pe crestătură.

[1]) O variantă a acestui tip de motor şi anume cu bare înalte în crestături deschise, a fost creată de inginerul Vasile Lazaroniu, unul dintre primii constructori de maşini electrice din ţară.

[2]) Presupunând curentul uniform distribuit în secţiune.

Circuitul echivalent al motorului cu rotor în scurtcircuit şi bare înalte se poate stabili în mod analog cu acela al motoarelor cu rotorul bobinat. Din cauză că rezistenţa fictivă de sarcină a transformatorului echivalent nu variază liniar cu alunecarea, diagrama de funcţionare a motorului nu va mai fi un cerc.

Construirea diagramei de funcţionare a motorului asincron cu bare înalte se poate face numai prin puncte. In general însă, nu interesează întreaga diagramă de funcţionare, ci numai porţiunea funcţionării stabile şi punctul de scurtcircuit (pentru pornire). In această ipoteză se consideră două cercuri, care fac parte din diagrama complectă a motorului: cercul în care nu se ţine seama de influenţa fenomenului de refulare a curentului şi care poate fi considerat ca aproximând situaţia de funcţionare stabilă, şi cercul în care se consideră rezistenţa şi reactanţa rotorului, ţinând seama de fenomenul de refulare a curentului, la alunecarea $s = \pm\infty$. Acest din urmă cerc serveşte la stabilirea punctului E_∞.

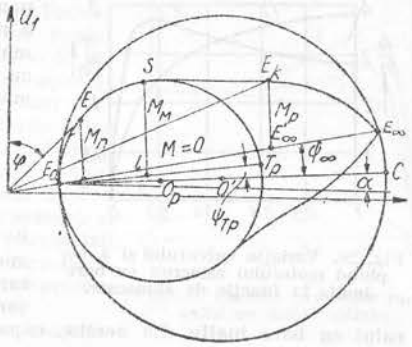


Fig. 25. Diagrama de funcţionare a motorului asincron cu bare înalte.

Fig. 25 reprezintă diagrama de funcţionare a motorului asincron cu bare înalte. Diametrul cercului mare este dat de expresia:

$$D_0 = \frac{U_1}{c_1 X_{s1} + c_1^2 x'_{2b}}, \qquad (24.4)$$

în care $c_1 = 1 + \frac{x_1}{x_m}$ (v. Diagrama cercului corectată, datorită lui M. P. Costenco).

Centrul cercului mare se construeşte ducând din punctul E_0, determinat de curentul de mers în gol, segmentul $\overline{E_0 O'} = \frac{D_0}{2}$ şi înclinat faţă de axa absciselor cu unghiul α, din construcţia datorită lui M. P. Costenco (§ 15). Cercul mic se construeşte în mod analog, ducând $\overline{E_0 O_p} = \frac{D_p}{2}$ unde:

$$D_p = \frac{U_1}{c_1 X_{s1} + c_1^2 X'_{s2}}. \qquad (24.5)$$

Ducând curentul de scurtcircuit $\overline{OE_k}$, se determină încă un punct al diagramei curentului motorului cu bare înalte. Punctul E_∞ se determină ducând dreapta $E_0 E_\infty$ înclinată cu unghiul $\Psi_\infty = \mathrm{arctg}\,\frac{R_1}{X_{s1} + c_1 x'_{2b}}$.

In comparaţie cu motoarele în scurtcircuit de execuţie normală, pentru acelaşi curent de pornire, motoarele cu bare înalte au un cuplu de pornire mai mare. Curentul de pornire al acestor motoare este de 4—7 ori curentul nominal, iar cuplul de pornire, de 1—1,6 ori cuplul nominal.

Variaţia curentului statoric şi a cuplului motorului asincron cu bare înalte sunt arătate în fig. 26. Randamentul motorului cu bare înalte nu diferă practic de randamentul motoarelor de execuţie normală, deoarece în funcţionarea normală fenomenul îndesirii liniilor de curent dispare aproape complect şi deci rezistenţa aparentă a rotorului se reduce la valori normale.

Factorul de putere al motorului cu bare înalte este mai mic decât al motoarelor de execuţie normală. Acest lucru se poate vedea şi din diagrama de funcţionare a motorului din fig. 25. Determinarea aproximativă a factorului de putere a motorului cu bare înalte se poate face cu formula aproximativă (empirică):

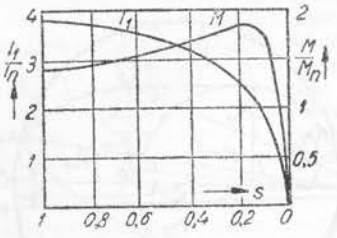


Fig. 26. Variaţia curentului şi a cuplului motorului asincron cu bare înalte în funcţie de alunecare.

$$\cos\varphi = \frac{6\cos\varphi_{norm} - 1}{5}, \qquad (24.6)$$

unde $\cos\varphi_{norm}$ este factorul de putere al motorului de execuţie normală. De micşorarea factorului de putere este legată şi micşorarea capacităţii de supraîncărcare a motorului cu bare înalte. La acesta, capacitatea de supraîncărcare k_M este:

$$k_M = 1{,}8 \ldots 2{,}5.$$

Cu toate aceste neajunsuri, motorul cu bare înalte a luat în ultimul timp o răspândire foarte largă.

Intre metodele de determinare a locului geometric al curentului motorului cu bare înalte după date experimentale, trebue menţionată metoda originală a lui B. I. Cuzneţov. Această metodă constă, în principiu, în încercarea motorului

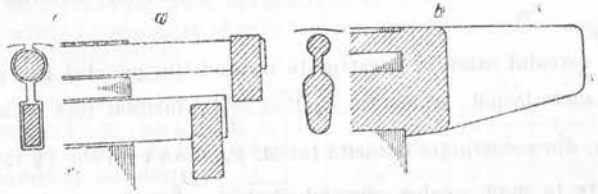


Fig. 27. Rotor în dublă colivie.

la proba de scurtcircuit cu o frecvenţă coborîtă, de ordinul 5—10 Hz. Incercările motoarelor cu bare înalte, făcute la fabrica «Electrosila», au arătat că această metodă dă rezultate foarte bune.

25. **Rotor tip Dolivo-Dobrovolschi (dublă colivie[1]).** Rotorul are o înfăşurare în dublă colivie (fig. 27). Fig. 27 *a* reprezintă o dublă colivie excutată cu bare de cupru, iar fig. 27 *b*, tipul de dublă colivie în bare de aluminiu, obţinută prin turnare. Crestăturile celor două înfăşurări sunt legate împreună prin şanţuri înguste sau prin punţi subţiri de fier. Infăşurarea exterioară de pornire are scăpări reduse şi o rezistenţă mai ridicată decât înfăşurarea interioară. Existenţa şanţurilor înguste şi a punţilor de fier are ca scop de a asigura înfăşurării interioare, în momentul pornirii, un flux de scăpări foarte mare.

[1]) Un turbomotor cu dublă colivie, de mare putere şi tensiune înaltă, a fost executat la noi, pentru prima dată, după proiectul prof. ing. Alex. Nicolau, unul dintre primii noştri constructori de maşini electrice.

In momentul pornirii, rotorul stând pe loc, frecvenţa curentului rotoric este maximă, şi anume egală cu frecvenţa reţelei. Din cauza scăpărilor mari, reactanţa coliviei interioare este cu mult mai mare decât reactanţa coliviei exterioare şi aproape întreg curentul rotoric este refulat în colivia exterioară. Aceasta din urmă având o rezistenţă mare, dă naştere unui cuplu de pornire ridicat. După puterea şi viteza motorului, cuplul de pornire al motoarelor de tip Dolivo-Dobrovolschi poate atinge până la circa 3 ori cuplul nominal, la un curent de pornire de 4 — 5 ori curentul nominal. La motoarele de putere mare şi cu viteză ridicată, cuplul de pornire este mai mic.

In fig. 28 sunt reprezentate cuplurile celor două colivii ale motorului tip Dolivo-Dobrovolschi, în funcţie de alunecare. Curba *1* reprezintă cuplul coliviei superioare, iar curbele *2* şi *3* reprezintă cuplul produs de colivia inferioară şi cuplul rezultant al motorului. Variind parametrii celor două colivii, se pot obţine curbe caracteristice de diverse forme, de exemplu cele reprezentate de curbele *4* şi *5*.

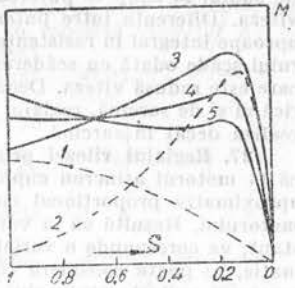


Fig. 28. Curbele cuplurilor motorului cu dublă colivie.

Pe când motorul cu bare înalte are o caracteristică a cuplului la fel cu aceea a motorului cu rotorul în colivie obişnuită (cuplul de desprindere pronunţat), motorul cu dublă colivie are o caracteristică mult mai aplatisată, şi cuplul de pornire poate chiar să întreacă valoarea cuplului de desprindere (curba *5*, fig. 28).

Construirea diagramei curentului la motorul cu dublă colivie nu prezintă dificultăţi prea mari. Notând cu r'_e rezistenţa coliviei exterioare, cu x'_{ei} reactanţa de scăpări corespunzătoare ansamblului de bare (exterioară şi interioară) parcursă de curentul total, şi cu r'_i şi x'_i rezistenţa şi reactanţa de scăpări a coliviei interioare, toate raportate la stator, şi se notează:

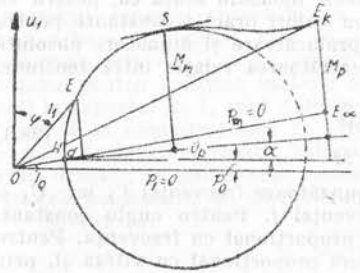


Fig. 29. Diagrama de funcţionare a motorului cu dublă colivie (tip Dolivo-Dobrovolschi).

$$r'_E = c_1^2 r_i \frac{c_1^2 r_e}{c_1^2 r_e + c_1^2 r_i} = c_1^2 r_i \frac{r_e}{r_e + r_i}; \qquad (25.1)$$

$$x'_E = c_1^2 x_i \left(\frac{c_1^2 r_e}{c_1^2 r_e + c_1^2 r_i}\right)^2 = c_1^2 x'_i \left(\frac{r_e}{r_e + r_i}\right)^2, \qquad (25.2)$$

diametrul cercului de bază al diagramei de funcţionare (fig. 29) este dat de relaţia:

$$D_p = \frac{U_1}{c_1 x_1 + c_1^2 x'_{ei} + x'_E}. \qquad (25.3)$$

Construcţia diagramei rezultă din fig. 29. Unghiul α are aceeaşi semnificaţie ca şi în cazul diagramei corectate a lui M. P. Costenco (§ 15).

Construcţia diagramei motorului cu dublă colivie după date experimentale se face după aceeaşi metodă a lui B. I. Cuzneţov, ca şi pentru motoarele cu bare înalte, adică pe baza încercărilor experimentale în scurtcircuit cu frecvenţa redusă, sau pentru o precizie mai mare, pentru câteva frecvenţe mai mici decât cea nominală.

b) Reglajul vitezei

26. Reglajul vitezei prin rezistenţe în circuitul rotoric. Prin alegerea rezistenţei circuitului rotoric se poate obţine, la un cuplu dat, orice viteză sub cea de sincronism (v. fig. 4).

Puterea absorbită de stator variază insensibil cu viteza, şi depinde numai de cuplu, în timp ce puterea utilă la cuplu constant, este direct proporţională cu viteza. Diferenţa între puterea absorbită din stator şi puterea utilă se consumă aproape integral în rezistenţele intercalate în rotor. Rezultă că randamentul motorului scade odată cu scăderea vitezei, şi anume aproximativ cu acelaşi procent cu care este redusă viteza. Deoarece alunecarea nu depinde numai de rezistenţa rotorică ci şi de sarcină, reglajul vitezei prin rezistenţe în circuitul rotoric nu se poate realiza decât în sarcină.

27. Reglajul vitezei prin variaţia tensiunii aplicate. S'a arătat mai înainte că la motorul asincron cuplul este proporţional cu pătratul tensiunii aplicate, şi aproximativ proporţional cu alunecarea, pe porţiunea stabilă de funcţionare a motorului. Rezultă că la variaţia tensiunii aplicate, dacă se menţine cuplul constant, va corespunde o variaţie a alunecării şi, deci, a vitezei. Intr'o primă aproximaţie, se poate considera că alunecarea variază invers proporţional cu pătratul tensiunii aplicate statorului.

In cazul utilizării acestei metode de reglaj al vitezei, transformatorul de reglaj al tensiunii se face de obicei sub formă de autotransformator, şi poate servi şi la pornirea motorului.

Metoda de reglaj al vitezei motoarelor prin variaţia tensiunii aplicate nu este eficace (v. § 38) şi are numai un domeniu restrâns de aplicare.

28. Reglajul vitezei prin variaţia frecvenţei primare. Această metodă de reglaj al vitezei este posibilă numai când motorul este alimentat prin instalaţii speciale. Fără a intra în amănunte, se poate menţiona că variaţia frecvenţei în limite largi se poate realiza cu ajutorul maşinilor, după schema Iapolschi — Costenco, sau în instalaţii cu redresori ionici, după schema D. A. Zavalişin.

Există următoarele cazuri principale de reglaj al vitezei: la cuplu constant, la putere constantă şi la cuplu proporţional cu pătratul frecvenţei.

Studiul făcut de M. P. Costenco în acest domeniu arată că, pentru ca motorul să funcţioneze la diversele frecvenţe cu valori practic constante pentru randament, factor de putere, capacitate de supraîncărcare şi alunecare absolută constantă, în cazul fierului nesaturat există următoarea relaţie între tensiune, frecvenţă şi cuplu:

$$\frac{U_1'}{U_1} = \frac{f'}{f}\sqrt{\frac{M'}{M}}, \tag{28.1}$$

unde U_1' şi M' sunt tensiunea şi cuplul corespunzătoare frecvenţei f', iar U_1 şi M — tensiunea şi cuplul corespunzătoare frecvenţei f. Pentru cuplu constant, tensiunea aplicată motorului trebue să varieze proporţional cu frecvenţa. Pentru putere constantă, cuplul motorului variază invers proporţional cu viteza şi, prin urmare, cu frecvenţa; rezultă că tensiunea aplicată trebue să varieze proporţional cu rădăcina pătrată a frecvenţei. Dacă cuplul trebue să varieze proporţional cu pătratul frecvenţei, rezultă că tensiunea aplicată motorului trebue să varieze proporţional cu pătratul frecvenţei. In practică nu se pot aplica riguros aceste concluzii, în primul rând pentrucă fierul maşinii este totdeauna saturat într'o oarecare măsură, iar în al doilea rând deoarece condiţiile de răcire ale maşinii se schimbă cu variaţia vitezei.

Reglajul vitezei motoarelor asincrone prin variaţia frecvenţei primare nu se întrebuinţează decât în cazuri cu totul speciale, din cauza complicaţiei mari a instalaţiei de alimentare sub frecvenţă variabilă.

29. Reglajul vitezei prin variaţia numărului de poli. Viteza sincronă de rotaţie a motorului asincron este dată de relaţia:

$$n_s = \frac{60 f}{p}. \tag{29.1}$$

Dacă frecvenţa f este dată, variind p, variază viteza de sincronism n_s şi, deci, viteza de rotaţie a motorului. In acest caz, reglajul vitezei se face în trepte, nu continuu. Deobicei, reglajul se face în două trepte, cu raportul vitezelor 2 : 1. Aceste motoare se numesc cu două viteze [1]). In prezent se execută şi motoare cu trei şi patru viteze, ele nu sunt încă fabricate în serie.

Schimbarea numărului perechilor de poli pe stator se poate face în trei feluri:

— aşezând pe stator un bobinaj şi variind numărul de poli prin combinarea elementelor sale;

— executând pe stator două bobinaje independente unul de altul;

— executând pe stator două bobinaje independente, fiecare putându-şi schimba numărul de poli.

Prima metodă este cea mai simplă şi mai ieftină. A doua şi a treia sunt neeconomice, deoarece la un moment dat poate funcţiona numai unul din bobinajele statorului.

Dacă motorul este cu rotor bobinat, schimbarea numărului de poli trebue să se facă simultan în stator şi în rotor, ceeace complică construcţia rotorului. Deaceea motoarele cu schimbarea numărului perechilor de poli au deobicei rotorul în scurtcircuit. Un astfel de rotor poate funcţiona, fără niciun fel de schimbare a legăturilor, pentru orice număr de perechi de poli în stator. Se vor trata numai motoarele de acest tip.

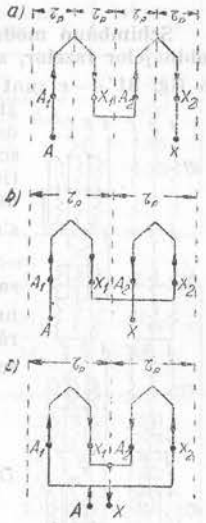


Fig. 30. Scheme principiale de schimbare a numărului de poli.

Există mai multe metode de schimbare a numărului perechilor de poli. Mai des se întrebuinţează metoda inversării sensului curentului în diferitele jumătăţi de fază a fiecărui bobinaj, sau, pe scurt, în semibobinaje. Schemele principiale de schimbare a legăturilor semibobinajelor pentru a obţine variaţia numărului perechilor de poli în raportul 2: 1, sunt date în fig. 30 *a*, *b* şi *c*. Efectuarea legăturilor ca în fig. 30 *b* se numeşte legare în serie, iar efectuarea legăturilor ca în fig. 30 *c*, în paralel. Inafară de aceasta, bobinajele fazelor pot fi conectate în stea sau triunghi. Prin urmare, la schimbarea numărului de poli variază în general toate caracteristicele bobinajului şi, deci, inducţia în întrefier.

Se ştie că:

$$E_1 = 4{,}44\, f_1 w_1 \xi_1 \Phi.$$

Dacă inducţia este repartizată sinusoidal în întrefier, atunci:

$$\Phi = \frac{2}{\pi} B \tau_p \cdot l_i = B \cdot \frac{D}{p} \cdot l_i,$$

unde: B este inducţia maximă în întrefier; D — diametrul interior al statorului; l_i — lungimea ideală a statorului şi p — numărul perechilor de poli. Dacă se notează

[1]) Un motor cu două viteze în raportul 4:1, de putere mare, cu două bobinaje statorice şi două bobinaje rotorice, s'a executat la noi pentru prima dată după proiectul prof. ing. Alex. Nicolau.

cu indicele « I » valorile corespunzătoare numărului minim de poli şi cu indicele « II » valorile corespunzătoare numărului dublu de poli, se obţine:

$$\frac{E_{1I}}{E_{1II}} = \frac{w_{1I}\,\xi_{1I}\,B_I\,p_I}{w_{1II}\,\xi_{1II}\,B_{1II}\,p_{II}}, \tag{29.2}$$

de unde:

$$\frac{B_{II}}{B_I} = \frac{E_{1II}\,p_I\,w_{1I}\,\xi_{1I}}{E_{1I}\,p_{II}\,w_{1II}\,\xi_{1II}}. \tag{29.3}$$

Schimbând modul de conexiune al semibobinajelor şi modul de legătură al bobinajelor fazelor, se poate realiza variaţia raportului B_{II}/B_I în limite largi. În fig. 31 $a-e$ sunt date cinci scheme de schimbare a conexiunilor bobinajelor statorice mai des întrebuinţate. Trecând dela un număr mare de perechi de poli la un număr mai mic, trebue neapărat schimbate legăturile între sfârşiturile fazelor, pentru a menţine sensul anterior de învârtire a motorului. Valorile obţinute pentru B_{II}/B_I în acest caz, sunt date în tabela 5, unde s'a considerat pentru simplificare $\xi_{1I} = \xi_{1II}$.

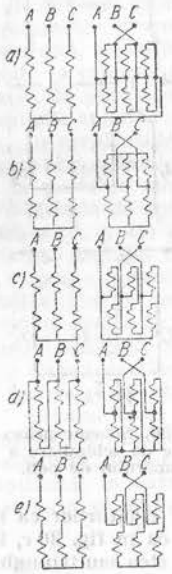


Fig. 31. Scheme de schimbare a numărului de poli.

Valoarea raportului B_{II}/B_I este strâns legată de valoarea raportului cuplurilor M_{II}/M_I desvoltate de motor, pentru numărul de perechi de poli dublu şi simplu. Considerând $\xi_{1II} = \xi_{1I}$ şi neglijând diferenţa dintre $\cos\varphi_{2I}$ şi $\cos\varphi_{2II}$ se obţine:

$$\frac{M_{II}}{M_I} = \frac{w_{1II}\,I'_{2II}\,p_{II}\,\Phi_{II}}{w_{1I}\,I'_{2I}\,p_I\,\Phi_I}.$$

Dar:

$$p_{II}\,\Phi_{II} = p_{II}\,B_{II}\,\frac{D}{p_{II}}\,l_i = B_{II}\,Dl_i$$

şi:

$$p_I\,\Phi_I = p_I\,B_I\,\frac{D}{p_I}\,l_i = B_I\,Dl_i.$$

Inafară de aceasta:

$$w_{1II}\,I'_{2II} \simeq w_{1I}\,I'_{2I}.$$

În orice caz, deoarece numărul fazelor statorului şi diametrul interior al statorului nu depind de numărul polilor, fiecare din produsele $w_{2II}\,I'_{2II}$ şi $w_{2I}\,I'_{2I}$ este proporţional cu densitatea de curent liniară (pătura de curent) care se poate considera mărime dată. Rezultă că:

$$\frac{M_{II}}{M_I} \approx \frac{B_{II}}{B_I}. \tag{29.4}$$

Motoarele cu schimbarea numărului de poli se execută de cele mai multe ori ca motoare cu cuplu constant pentru ambele viteze de rotaţie, adică $M_{II} = M_I$. În acest caz trebue ca $B_{II} \approx B_I$. Din tabela 5 se vede că unor asemenea tipuri de motoare le corespund schemele 2 şi 3.

Dacă motorul cu schimbarea numărului de poli se construeşte pentru o putere constantă, atunci $\frac{M_{II}}{M_I} \approx \frac{B_{II}}{B_I} \approx 2$. In acest caz, se aplică schemele 4 şi 5 din tabela 5.

Tabela 5. Raportul $\frac{B_I}{B_{II}}$ la schimbarea numărului de poli dela simplu la dublu

Nr. crt.	Număr dublu de poli ($2\times2p$) Indicele II		Număr simplu de poli ($2p$) Indicele I		Raportul
	Conexiunea semibobinelor	Conexiunea fazelor	Conexiunea semibobinelor	Conexiunea fazelor	B_I/B_{II}
1	serie	Y	Paralel	Δ	0,58
2	serie	Y sau Δ	Paralel	corespunzător YY sau ΔΔ	1,00
3	serie sau paralel	Y	Ca la numărul dublu de poli	Δ	1,16
4	serie	Δ	Paralel	YY	1,73
5	serie sau paralel	Y sau Δ	Ca la numărul dublu de poli	Y sau Δ	2

Tabela 6. Caracteristicele unor motoare cu două viteze

P kW	n_s rot/min	s %	$\cos\varphi$	η %	$\frac{I_k}{I_n}$	$\frac{M_p}{M_n}$	$\frac{M_M}{M_n}$
4	750	2,4	0,778	80,5	4,2	1,3	2,0
4,5	1 500	3,1	0,92	79,0	4,6	1,4	1,9
10,8	750	2,6	0,79	83,5	5,0	1,5	2,3
10,8	1 500	3,1	0,935	82,5	5,5	1,5	2,2
46	750	1,4	0,825	90,0	6,4	1,5	2,8
46	1 500	2,1	0,935	88,5	5,3	1,0	2,3

Schema 1 corespunde valorii minime a raportului cuplurilor şi poate fi utilizată în acţionările ventilatoarelor.

La construirea motoarelor cu schimbarea numărului de poli trebue dată o atenţie deosebită alegerii tipului de bobinaj, astfel ca pentru ambele numere de poli curbele forţelor magnetomotoare să fie cât mai apropiate de sinusoidă. In acest scop, trebue alese în mod corespunzător tipul bobinajului şi caracterul execuţiei sale, în special scurtarea pasului. Studiul amănunţit arată că bobinajele într'un singur strat dau curbe ale forţei magnetomotoare mai rele decât cele în două straturi, dar factorii lor de bobinaj şi deci gradul de utilizare sunt mai mari decât ai celor în două straturi. Avantajul bobinelor în două straturi constă în faptul că ele permit alegerea unui pas scurtat mai bun şi prin aceasta se influenţează asupra curbei forţei magnetomotoare. In tabela 6 se indică datele tehnice principale ale motoarelor asincrone trifazate cu două viteze, cu rotorul în scurtcircuit, din seria MA-200 pentru 1 500/750 rot/min la tensiunea de 380 V, executate la fabrica electromagnetică din Harcov.

Din tabelă se vede că motoarele desvoltă o putere constantă pentru ambele numere de perechi de poli şi randamentul motoarelor este ceva mai mic pentru viteza mai mică decât pentru cea mai mare, dar $\cos\varphi$ este simţitor redus. Celelalte caracteristice diferă puţin una de alta.

Motoarele cu schimbarea numărului de poli se execută în special ca motoare cu două viteze şi mai rar ca motoare cu trei sau patru viteze (la putere mică). In unele cazuri, în instalaţii importante, se execută motoare cu schimbarea numărului de poli pentru puteri însemnate. Astfel, sunt instalaţii înzestrate cu motoare cu schimbarea numărului de poli dela $2p=22$ la $2\times 2p=44$, de putere 2 250/5 500 CP la $U=5$ kV şi $n=317/162$ rot/min. Rotorii motoarelor au câte două bobinaje, unul legat în scurtcircuit, iar celălalt bobinaj cu legături la inele.

Incercările de a construi motoare cu un număr de trepte de viteză mai mare. de patru n'au izbutit din cauza construcţiei complicate atât a motorului cât şi a sistemului de schimbare a conexiunilor.

30. **Montajul în cascadă al motoarelor asincrone.** Acest montaj constă în realizarea unui dublu cuplaj, electric şi mecanic, între două maşini asincrone. Cuplajul mecanic se execută direct sau prin intermediul unor transmisii. La vehicule se întrebuinţează numai cuplaje rigide. Cuplajul electric se realizează prin legarea rotorului primei maşini cu rotorul sau cu statorul celei de a doua maşini. La acţionarea de ventilatoare, în scopul de a se obţine un câmp mai larg de viteze, a doua maşină, se execută cu rotorul în scurtcircuit şi înfăşurarea statorică cu număr variabil de poli.

Dacă a doua maşină trebue să lucreze din când în când singură, şi în acest scop este conectată la o reţea de înaltă tensiune, se leagă cei doi rotori împreună şi reostatul de pornire se pune pe statorul celei de a doua maşini. Intre înfăşurarea statorică şi reostatul de pornire trebue montat, în acest caz, un transformator, sau înfăşurarea statorică trebue să fie ea însăşi cu poli comutabili. Pentru ca cei doi rotori să se învârtească în acelaşi sens, trebue ca legăturile a două faze ale rotorilor să se poată inversa.

Dacă cel de al doilea motor are rotorul în scurtcircuit, pornirea se face numai cu prima maşină şi, în vecinătatea vitezei sincrone a cascadei, statorul celei de a doua maşini este decuplat şi reostatul de pornire şuntat.

Viteza sincronă a cascadei depinde de suma p_1+p_2 a perechilor de poli ai celor două maşini. La cuplaj rigid (direct) ea este:

$$n_c=\frac{60\,f_1}{p_1+p_2}, \tag{30.1}$$

iar la cuplaj prin transmisie cu raportul u, este:

$$n_c=\frac{60\,f_1}{p_1+p_2\,u}. \tag{30.2}$$

La un grup în cascadă, în care prima maşină are 16 poli, iar cea de a doua are rotorul în scurtcircuit şi înfăşurarea statorică cu comutarea numărului de poli dela 2 la 4 poli şi este antrenată de arborele primei maşini prin curea cu raportul de transmisie 1:2 se obţin, la $f_1=50$ Hz următoarele viteze sincrone:

$$\text{Primul motor singur}\ \frac{60\cdot 50}{8}=375\ \text{rot/min};$$

$$\text{Cascada}\begin{cases}\dfrac{60\cdot 50}{8+\dfrac{1}{2}\cdot 1}=353\ \text{rot/min};\\[2ex] \dfrac{60\cdot 50}{8+\dfrac{1}{2}\cdot 2}=333\ \text{rot/min}.\end{cases}$$

Sarcina mecanică a cascadei se împarte, între ambele maşini, în raportul numărului lor de poli; în exemplul precedent în raportul $8:\frac{1}{2}$ şi $8:1$.

Cascada formată din două motoare asincrone are un neajuns esenţial. Din reţea este absorbit prin statorul primului motor curentul de magnetizare necesar pentru a produce fluxurile în ambele motoare. Deaceea curentul de mers în gol al cascadei este simţitor mai mare decât curentul de mers în gol al unui singur motor. Pe de altă parte motorul *II* fiind legat în serie cu motorul *I*, curentul de scurtcircuit al cascadei va fi mai mic decât curentul de scurtcircuit al motorului *I*. Locul geometric al curentului primar al cascadei se găseşte în interiorul cercului curentului motorului care funcţionează individual. El este reprezentat în diagramă sub formă de cerc, deşi un studiu mai amănunţit arată că este o curbă de gradul IV, apropiată de cerc.

Din comparaţia celor două cercuri rezultă că la o cascadă caracteristicele sunt simţitor mai rele decât caracteristicele corespunzătoare ale motoarelor funcţionând individual. Deaceea, motoarele asincrone în cascadă se folosesc numai în cazuri speciale, mai ales la căile electrificate în curent trifazat.

31. **Motor asincron cu dublă alimentare.** Dacă în afară de stator se alimentează şi rotorul, maşina asincronă poate funcţiona cu orice viteză dorită, având caracter de maşină sincronă. Dacă frecvenţa curentului de alimentare a statorului este f_1 şi a rotorului f_2, viteza maşinii este:

$$n=\frac{60\,(f_1\mp f_2)}{p}; \tag{31.1}$$

semnul de sus se aplică atunci când câmpul învârtitor al rotorului are faţă de stator acelaşi sens de rotaţie ca şi câmpul învârtitor statoric, iar semnul de jos în cazul celălalt.

Dacă $f_1=f_2$ şi circuitul rotoric este astfel alimentat, încât câmpul său învârtitor să se rotească faţă de stator invers decât câmpul învârtitor al statorului, viteza rotorului este:

$$n=\frac{2\cdot 60\,f_1}{p},$$

adică rotorul se învârteşte cu dublul vitezei de sincronism. Puterea disponibilă la arborele maşinii corespunde sumei puterilor electrice absorbite de statorul şi rotorul maşinii.

Printr'o dublă alimentare dintr'una şi aceeaşi reţea, se poate obţine un reglaj al vitezei în raportul 1:2. Desavantajul procedeului constă în faptul că motorul nu poate atinge dublul vitezei de sincronism, ci trebue lansat de un alt motor.

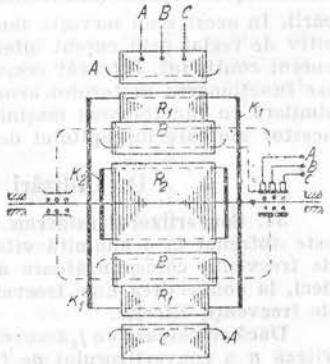


Fig. 32. Motorul cu rotor dublu.

32. **Motoare speciale pentru reglajul vitezei în trepte**

α) *Motorul cu rotor dublu.* Schema principială a unui astfel de motor este reprezentată în fig. 32. Aici C este statorul maşinii; A — bobinajul trifazat aşezat pe el cu p_A perechi de poli; R_1 este rotorul intermediar; K_1 — colivia aşezată pe suprafaţa exterioară a rotorului R_1 şi legată inductiv cu bobinajul A; B — bobinajul trifazat cu p_B perechi de poli, aşezat pe suprafaţa interioară a rotorului R_1 şi alimentat dela aceeaşi reţea ca şi statorul prin intermediul unor inele colectoare; K_2 este colivia aşezată pe rotorul interior R_2 şi legată inductiv cu bobinajul B.

Rotorii R_1 şi R_2 se pot roti şi în acelaş sens şi în sensuri opuse, independent unul de celălalt, ceeace dă patru trepte de viteză. Dacă $p_A = 3$ şi $p_B = 1$, se pot obţine: 1 000 sau 3 000 rot/min pentru funcţionarea numai a unui din cei doi rotori şi 2 000 sau 4 000 rot/min pentru funcţionarea ambilor rotori. Numărul treptelor de viteză poate fi mărit dacă se execută bobinajele A şi B cu număr variabil de poli. Neajunsul motorului constă în construcţia sa complicată şi siguranţa redusă în funcţionare.

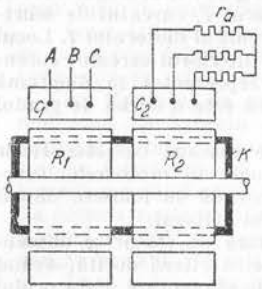


Fig. 33. Motor în cascadă.

β) *Motorul cuplat.* Acesta diferă de motorul cu rotor dublu numai prin faptul că al doilea motor este aşezat în linie cu el, pe acelaşi arbore, în loc să fie concentric cu el. Condiţiile reglajului vitezei sunt aceleaşi ca şi în cazul motorului cu rotor dublu, dar în comparaţie cu acesta din urmă, motorul cuplat are un diametru mai mic şi o lungime mai mare.

γ) *Motoare în cascadă.* Schema motoarelor în cascadă este dată în fig. 33. Aici C_1 este statorul primului motor, legat la reţea; C_2 — al doilea stator căruia i se leagă rezistenţa exterioară constantă r_a; R_1 şi R_2 — două secţiuni ale rotorului, aşezate pe acelaşi arbore şi legate prin bobinajul comun K, de tipul coliviei. In comparaţie cu motorul de execuţie normală, motorul în cascadă are un moment de inerţie mai mic şi este destinat deservirii acţionărilor cu număr mare de porniri şi schimbări ale sensului de rotaţie, de exemplu, benzile pe role.

33. **Reglajul vitezei prin dispozitive speciale.** Pentru a se realiza economic un reglaj continuu al vitezei, lucru care nu poate fi realizat cu dispozitivele date mai sus, se utilizează dispozitive speciale în care intervine totdeauna o maşină auxiliară, care preia (sau furnizează) puterea $P_e = sP_{em}$ corespunzătoare alunecării. In acest scop serveşte sau o maşină de curent alternativ cu colector (dispozitiv de reglaj prin curent alternativ), sau o comutatrice (dispozitiv de reglaj în curent continuu). Intrucât aceste dispozitive auxiliare sunt descrise în alt capitol, iar funcţionarea motorului asincron cu maşină auxiliară în circuitul rotoric este similară cu funcţionarea maşinilor asincrone cu colector, nu se va insista asupra acestor motoare în capitolul de faţă.

D. Utilizări speciale ale maşinii asincrone

34. **Convertizorul asincron de frecvenţă.** Dacă rotorul unei maşini asincrone este antrenat la o anumită viteză, înfăşurarea sa secundară poate debita curenţi de frecvenţă corespunzătoare acelei viteze. Maşina asincronă poate fi utilizată, deci, la convertirea unei frecvenţe în alta, sau la legarea între ele a două reţele de frecvenţe diferite.

Dacă se notează cu f_1 frecvenţa reţelei primare şi cu f_2 aceea a reţelei secundare, viteza n a convertizorului de frecvenţă şi a maşinii de antrenare cuplate cu el trebue să aibă valoarea:

$$n = \frac{60(f_1 - f_2)}{p}. \tag{34.1}$$

Puterea electrică transmisă de convertizor reţelei secundare este:

$$P_e = P_{em}\frac{f_2}{f_1}, \tag{34.2}$$

iar puterea mecanică a convertizorului:

$$P_m = P_{em}\frac{f_1 - f_2}{f_1}, \tag{34.3}$$

în care P_{em} este puterea transmisă de stator rotorului. Dacă $f_2 < f_1$, P_m este pozitiv şi maşina lucrează ca generator.

După condiţiile celor două reţele se poate utiliza ca motor de antrenare o maşină sincronă, o maşină de curent alternativ cu colector, o maşină asincronă sau o maşină de curent continuu. Dacă reţeaua secundară este alimentată numai de convertizorul de frecvenţă, poate servi ca motor de antrenare oricare din cele patru tipuri.

Studiul amănunţit al condiţiilor de funcţionare a convertizorului asincron de frecvenţă este dat în alt capitol.

35. **Generatorul asincron.** Dacă o maşină asincronă cuplată la o reţea de tensiune constantă U şi frecvenţa constantă f este antrenată de un motor primar la o viteză superioară vitezei de sincronism (alunecarea să devină negativă), din diagrama cercului sau din caracteristica cuplului se vede că cuplul maşinii devine negativ, adică maşina devine generator. Funcţionarea maşinii asincrone în regim de generator poate fi studiată pe diagrama cercului, construită ca pentru motoare asincrone. Se vede (fig. 6) că dacă decalajul curentului faţă de tensiune devine mai mare decât φ_0 şi mai mic decât 90°, maşina absoarbe putere atât dela reţea, cât şi dela motorul primar, astfel că suma puterilor absorbite să fie egală cu pierderile în gol ale maşinii. Dacă decalajul curentului devine mai mare decât 90°, maşina devine generator, absorbind putere mecanică prin arbore şi debitând putere electrică în reţea. Este de remarcat faptul că maşina asincronă funcţionând ca generator absoarbe din reţea puterea reactivă necesară magnetizării circuitului magnetic. Din acest motiv, generatorul asincron nu poate funcţiona singur pe o reţea, fără maşini sincrone sau baterii de condensatori, care să-i furnizeze energia reactivă necesară magnetizării sale.

α) *Funcţionarea generatorului asincron în paralel cu reţeaua.* S'a arătat că fluxul magnetic al generatorului asincron este produs de curentul de magnetizare absorbit din reţea. Acest curent este de circa 20—25% din curentul nominal, ceeace reprezintă unul din desavantajele esenţiale ale generatorului asincron.

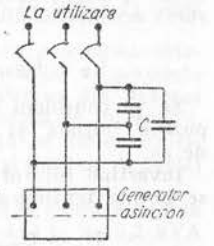


Fig. 34. Generator asincron cu autoexcitaţie.

Cuplarea generatorului asincron la reţea nu prezintă greutăţi. Rotorul se pune în mişcare cu o viteză cât mai apropiată de cea sincronă, în acelaşi sens în care se învârteşte fluxul. La cuplarea generatorului la reţea iau naştere aceleaşi fenomene tranzitorii ca şi la cuplarea transformatorilor şi a motoarelor asincrone cu circuitul rotoric deschis. Variaţia puterii active furnizată reţelei de generator se realizează, ca şi în cazul generatorilor sincroni, prin variaţia puterii mecanice furnizate generatorului la arbore, însă în acest caz turaţia generatorului nu se menţine constantă, ea trebuind să crească odată cu creşterea puterii debitate. Randamentul generatorului asincron nu este mai mic decât al celui sincron. In practică se întrebuinţează generatori asincroni numai în centralele de mică putere, ca hidrocentrale mici şi instalaţii eoliene.

β) *Generatorul asincron cu autoexcitaţie.* Dacă generatorul asincron trebue să funcţioneze independent pe o reţea exterioară, curentul magnetizant trebue să-l primească printr'un proces de autoexcitaţie. Pentru aceasta este necesar să se cupleze la bornele statorului său o baterie de condensatori aleşi în mod corespunzător (fig. 34) şi să se aducă rotorul la viteza necesară. O con-

diţie indispensabilă pentru autoexcitaţia generatorului asincron este prezenţa magnetismului remanent în fierul rotorului. Dacă circuitul exterior al statorului este deschis, fluxul magnetismului remanent produce în bobinajul statorului o forţă electromotoare oarecare, sub acţiunea căreia prin bateria de condensatori va circula un curent, amplificând fluxul. Mai departe procesul se petrece ca şi în cazul autoexcitaţiei generatorilor cu excitaţie în derivaţie. Au fost făcute în repetate rânduri încercări de a utiliza generatorul asincron cu autoexcitaţie. O instalaţie foarte interesantă, permiţând să se regleze în limite foarte largi frecvenţa generatorului asincron cu autoexcitaţie, a fost elaborată şi verificată experimental în ultimul timp de către A. T. Golovan şi A. A. Dubenschi.

36. Regulatorul de inducţie.

α) *Regulatorul de inducţie* este o maşină asincronă cu rotorul calat; se foloseşte la reglarea tensiunii reţelelor. Insemnătatea principală o au regulatorii de inducţie trifazaţi; cei monofazaţi se întâlnesc relativ rar, deaceea vor fi studiaţi numai sumar.

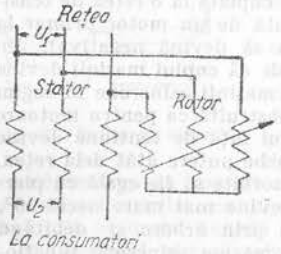


Fig. 35. Schema regulatorului de inducţie trifazat.

Schema regulatorului de inducţie trifazat este dată în fig. 35. Din considerente constructive, bobinajul rotoric serveşte drept bobinaj primar, putând fi rotit cu ajutorul unui dispozitiv oarecare, de exemplu printr'o transmisie cu şurub fără fine, iar bobinajul secundar este pe stator.

Principiul de funcţionare a regulatorului de inducţie este următorul: tensiunile trifazate aplicate bobinajului primar produc fluxul învârtitor Φ care se roteşte în sensul succesiunii fazelor cu viteza $n_s = \frac{60 f_1}{p}$. Dacă axele bobinajelor rotorului şi axele bobinajelor statorului coincid, fluxul Φ întâlneşte simultan bobinajele ambelor părţi ale maşinii şi induce în ele forţele electromotoare E_1 şi E_2 având aceeaşi fază. Deoarece cele trei faze de bobinaj se găsesc în condiţii identice, este suficient să se studieze numai una din ele. In condiţiile de mai sus, se vede că forţa electromotoare E_2 acţionează în acelaşi sens cu tensiunea E_1. Rezultă că tensiunea U_2 la bornele reţelei secundare este egală cu suma aritmetică dintre U_1 şi E_2, adică (fig. 36):

$$U_2 = U_{2\,max} = \overline{OA_1} = U_1 + E_2 .$$

Se va considera această poziţie a rotorului drept poziţie iniţială şi se vor socoti unghiurile faţă de ea.

Invârtind rotorul cu unghiul electric $\alpha = \pm 180°$, se obţine tensiunea:

$$U_2 = U_{2min} = \overline{OA_2} = U_1 - E_2 .$$

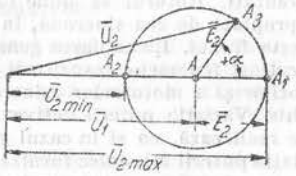


Fig. 36. Diagrama forţelor magnetomotoare ale regulatorului de inducţie.

In general se poate învârti rotorul cu un unghi oarecare. Considerând unghiurile pozitive în sensul de rotaţie al fluxului, şi ţinând seama de faptul că pentru o tensiune şi frecvenţă dată fluxul învârtitor nu variază ca valoare, va rezulta că pentru rotirea rotorului cu unghiul electric α, vectorul forţei electromotoare $E_2 = \overline{AA_1}$ nu variază ca mărime dar se roteşte cu unghiul α în sensul pozitiv de rotaţie al vectorilor. Rezultă că locul geometric al vârfului vectorului forţei electromotoare E_2 şi deci şi al tensiunii U_2 este cercul descris din punctul A ca

centru cu raza $E_2 = \overline{AA_1}$. Tensiunea rezultantă a regulatorului de inducţie este:

$$\overline{U}_2 = \overline{U}_1 + \overline{E}_2 ,$$

de unde rezultă:

$$U_2 = \sqrt{U_1^2 + E_2^2 + 2\, U_1 E_2 \cos\alpha} . \qquad (36.1)$$

β) *Diagrama curenţilor regulatorului de inducţie.* Pentru simplificarea raţionamentelor se neglijează curentul de magnetizare şi căderile de tensiune în bobinele primare şi secundare ale regulatorului de inducţie.

In fig. 37 sunt arătate sensurile curenţilor I_1 şi I_2 în rotor şi în stator pentru $\alpha = 0$, adică în poziţia iniţială a regulatorului. Cele două forţe magnetomotoare produse sunt îndreptate în sens contrar, ca şi în transformatorul obişnuit. Condiţia echilibrului forţelor magnetomotoare în cazul neglijării curentului de magnetizare, devine:

$$\overline{I}_1 w_1 \xi_1 + \overline{I}_2 w_2 \xi_2 = 0. \qquad (36.2)$$

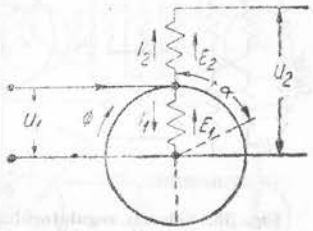


Fig. 37. Forţele magnetomotoare şi curenţii în regulatorul de inducţie.

Neglijând armonicele superioare, cele două forţe magnetomotoare F_1 şi F_2 pot fi reprezentate prin două sinusoide care se rotesc în acelaşi sens, cu aceeaşi viteză şi echilibrându-se în fiecare punct din întrefier. In realitate aceste două forţe magnetomotoare sunt defazate una faţă de alta, pentru ca forţa magnetomotoare rezultantă să fie suficientă pentru producerea fluxului învârtitor. Se poate arăta că acest lucru este valabil şi în cazul când rotorul este învârtit cu un unghi oarecare faţă de poziţia anterioară.

Regulatorul de inducţie permite reglarea continuă sub sarcină a tensiunii în limite destul de largi. Dacă el deserveşte o reţea de distribuţie, reglajul se face numai automat. Condiţiile izolaţiei bobinajelor statorice şi rotorice în crestături limitează utilizarea regulatorilor de inducţie la reţelele cu tensiuni de 6—12 kV, dar în unităţi separate ei se întâlnesc pentru tensiuni până la 19 kV şi chiar mai mari.

In cazul regulatorului de inducţie se deosebesc două puteri aparente: exterioară şi interioară. Puterea exterioară a regulatorului de inducţie se numeşte puterea pe care el o absoarbe sau puterea pe care o furnizează. Partea din puterea exterioară care este transformată de regulator se numeşte puterea sa interioară. Ea determină dimensiunile regulatorului. Deobicei pe plăcuţă se scriu ambele puteri ale regulatorului şi înafară de aceasta, tensiunea reglată şi limitele de reglaj ale tensiunii.

Regulatorii de inducţie trifazaţi pentru reţele de distribuţie se execută pentru puteri exterioare până la 12 kVA şi pentru puteri interioare până la 2—2,2 kVA cu un reglaj al tensiunii în limitele ± (10—15)%. In comparaţie cu aşa numiţii transformatori de reglaj, regulatorul de inducţie are greutate mai mare, curent de magnetizare mai mare şi pierderi mai mari. De altfel, de curând s'a reuşit să se uşureze greutatea regulatorului de inducţie cu aproximativ 20—30%, trecând dela execuţia obişnuită cu 4 poli, la cea cu doi poli, utilizând calităţi mai bune de oţel şi mărind într'o oarecare măsură încărcările electromagnetice ale regulatorului.

O însemnătate deosebită o au condiţiile de răcire ale regulatorului de inducţie. Pentru puteri mici şi tensiuni joase, regulatorii se execută cu răcire naturală în aer, sau cu răcire naturală în ulei. Regulatorii de puteri mijlocii şi mari, pentru

reţelele de distribuţie şi mutatori, se execută deobicei cu răcire în ulei. Cuva acestor regulatori are aceeaşi formă ca şi la transformatorii normali. Regulatorul de inducţie se aşează în cuvă cu axul vertical, deoarece în acest caz automatul care comandă regulatorul se poate pune pe capacul cuvei.

γ) *Regulatorul de inducţie cuplat.* Regulatorul descris anterior se numeşte independent. Tensiunile U_1 şi U_2 ale acestui regulator se deosebesc una de alta atât ca mărime, cât şi ca fază. Deaceea, procesul reglării nu este posibil pentru funcţionarea în paralel a regulatorului cu un transformator obişnuit. In afară de aceasta, pentru poziţii determinate ale rotorului, pe axul regulatorului se exercită cupluri însemnate pentru care trebue să fie calculate dispozitivele de acţionare şi de frânare ale regulatorului.

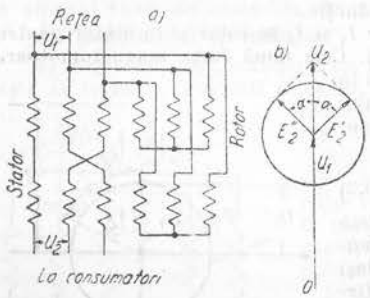


Fig. 38. Schema regulatorului de inducţie cuplat.

Pentru a evita aceste neajunsuri, se pot uni într'unul singur doi regulatori de inducţie individuali, formând regulatorul de inducţie cuplat (fig. 38). Rotorii sunt aşezaţi pe acelaşi arbore, şi bobinajele lor sunt legate în paralel la reţea. Bobinajele statorice sunt legate în serie în aşa fel încât forţele electromotoare care se produc în cele două bobinaje statorice să se succeadă în sensuri opuse de succesiune a fazelor. Invârtind rotorul într'un sens oarecare, forţele electromotoare ale statorilor se vor defaza în sensuri opuse (fig. 38 *b*): dacă se neglijează căderile de tensiune în regulatorul de inducţie, atunci tensiunea rezultantă U_2 corespunde, în fază, cu tensiunea U_1. Cuplurile corespunzătoare fiecărui rotor al regulatorului fiind de sensuri contrare şi egale, cuplul rezultant care se exercită pe arborele regulatorului cuplat este nul.

δ) *Regulatorul de fază.* Regulatorul de fază, numit şi decalator de fază, este o maşină asincronă cu rotorul calat, executată după schema din fig. 39. Rotind rotorul faţă de stator, se variază continuu faza forţei electromotoare a rotorului fără a schimba mărimea forţei electromotoare rotorice. Regulatorul de fază se întrebuinţează pe scară largă în lucrări de laborator, de exemplu în montaje de etalonare cu surse separate.

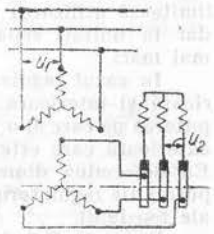


Fig. 39. Schema regulatorului de fază.

ε) *Regulatorul de inducţie monofazat.* Spre deosebire de regulatorii de inducţie polifazaţi la regulatorii de inducţie monofazaţi forţa electromotoare indusă în secundar depinde de poziţia înfăşurării secundare faţă de înfăşurarea primară. Dacă cele două înfăşurări sunt coaxiale, înfăşurarea secundară dă tensiunea maximă, iar tensiunea minimă (nulă) corespunde cazului când înfăşurarea secundară are axul ei perpendicular pe acela al înfăşurării primare. Deoarece, cu excepţia poziţiei în care cele două înfăşurări sunt coaxiale, înfăşurarea secundară a regulatorului de inducţie monofazat acţionează asupra reţelei întocmai ca o inductanţă, partea primară a regulatorului de inducţie monofazat are, în afară de înfăşurarea de excitaţie (înfăşurarea primară), o a doua înfăşurare, decalată de aceasta cu 90° electrice şi legată în scurtcircuit (înfăşurare de amortizare).

Din cauza forţelor mecanice ale câmpurilor magnetice alternative, regulatorul de inducţie monofazat produce în exploatare vibraţii care, în special la frecvenţele scăzute, pot duce la slăbirea înfăşurărilor şi a pachetelor de tole. Dacă se dispune de curent trifazat, se recomandă şi la regulatori de inducţie monofazaţi utilizarea acestui curent pentru excitaţie; înfăşurarea de amortizare devine în acest caz inutilă.

37. **Utilizarea maşinii asincrone în sistemele de cuplaj sincron (arbore electric).** Prin sistemul de cuplaj sincron se înţelege legătura electrică dintre două sau mai multe maşini, dintre care una este transmiţător, iar cealaltă sau celelalte — receptori. O astfel de legătură asigură aceiaşi viteză de rotaţie transmiţătorului şi receptorului, independent de sarcina pe axul acestora, de unde vine şi denumirea de arbore electric. O răspândire mai largă au luat sistemele inductive de cuplaj sincron, cu folosirea maşinii trifazate sau monofazate, funcţionând în regim de dublă alimentare.

In fig. 40 este reprezentat cel mai simplu sistem de cuplaj sincron, constituind legătura dintre două maşini asincrone trifazate *I* şi *II*, dintre care una este generator, iar cealaltă receptor. Bobinajele primare ale maşinilor sunt legate la reţea, iar bobinajele secundare sunt legate în opoziţie; din această cauză forţele electromotoare secundare ale maşinilor se echilibrează între ele, deasemenea curenţii în circuitul secundar al sistemului, deci maşinile se află în repaus.

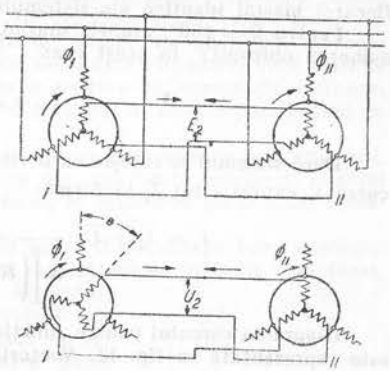


Fig. 40. Cuplaj sincron trifazat.

Deplasând unul din motoare faţă de celălalt cu unghiul θ, se deplasează respectiv cu unghiul electric θ forţele electromotoare secundare ale primei maşini faţă de forţele electromotoare secundare ale celei de a doua maşini. Presupunând rotorul primei maşini rotit în sensul de rotaţie al câmpului învârtitor cu unghiul θ, forţa electromotoare E_{2I} a primei maşini va fi deplasată în urmă cu unghiul electric θ faţă de forţa electromotoare E_{2II} a celei de a doua maşini (fig. 41). Diferenţa de potenţial ce se naşte astfel va produce un curent:

$$\bar{I}_2 = \frac{E_{2I} - E_{2II}\, e^{j\theta}}{Z_{2I} + Z_{2II}},$$

unde Z_{2I} şi Z_{2II} sunt impedanţele secundare totale ale maşinilor *I* şi *II*. Dacă maşinile sunt identice — cazul cel mai frecvent — rezultă: $Z_{2I}=Z_{2II}=Z_2$ şi $\bar{E}_{2I}=\bar{E}_{2II}=E_2$ şi deci:

$$\bar{I}_2 = \bar{E}_2\, \frac{1 - e^{\pm j\theta}}{2\, Z_2}.$$

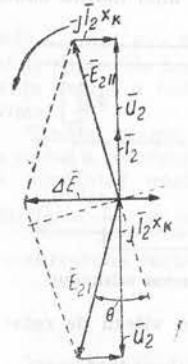


Fig. 41. Diagrama forţelor electromotoare secundare ale cuplajului sincron trifazat.

Expresia curentului secundar raportat la primar are forma:

$$\bar{I}'_2 = \bar{E}_1\, \frac{1 - e^{\pm j}}{2 Z'_2}.$$

Pentru simplificare, neglijând rezistenţele ohmice, curentul $\bar{I}'_2$ se obţine defazat cu 90° faţă de $\Delta \bar{E}$ (fig. 41).

Dacă se neglijează căderea de tensiune datorită curentului de mers în gol în bobinajul primar, se poate scrie:

$$\bar{I}_1 = \bar{I}_0 + \bar{I}_2' = \bar{U}_1 \frac{1 - e^{\pm j\theta}}{2\left[(R_1 + R_2') + j(X_{s1} + X_{s2}')\right]} + \bar{I}_0. \qquad (37.1)$$

Această expresie pote fi reprezentată grafic printr'o diagramă circulară, care poate fi construită cu datele încercărilor de mers în gol şi în scurtcircuit ale fiecărei maşini identice ale sistemului cuplajului sincron.

Pentru $\theta = 180°$, ambele maşini sunt în regimul de scurtcircuit al motorului asincron obişnuit; în acest caz:

$$\bar{I}_k = \bar{I}_0 + \frac{\bar{U}_1}{R_k + jX_k}.$$

Dacă sistemul se roteşte cu o viteză oarecare stabilă, caracterizată prin alunecarea s, expresia lui $\bar{I}_1$ ia forma:

$$\bar{I}_1 = \bar{I}_0 + \bar{U}_1 \frac{1 - e^{\pm j\theta}}{2\left[\left(R_1 + \frac{R_2'}{s}\right) + j(X_{s1} + X_{s1}')\right]}.$$

Diagrama cercului pentru funcţionarea în cuplaj sincron al celor două maşini este reprezentată în fig. 42. Vectorii curenţilor generatorului şi receptorului, în cazul rotirii relative a rotorilor cu un unghi oarecare θ, se deplasează în sensuri opuse pe diagrama cercului cu acelaşi unghi electric θ.

In fig. 42 sunt reprezentate, deasemenea, diagrama unei maşini consi-

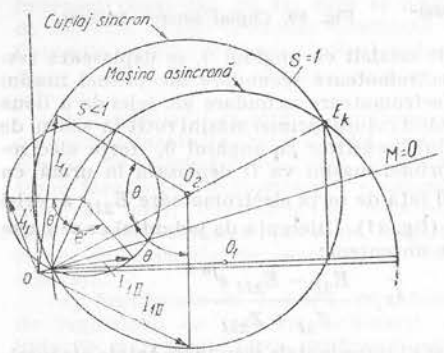


Fig. 42. Diagrama circulară a cuplajului sincron trifazat.

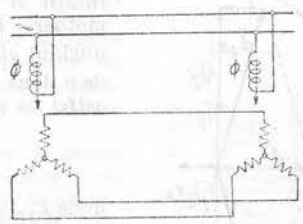


Fig. 43. Schema selsinului.

derate ca asincronă şi diagrama cuplajului sincron pentru o viteză de rotaţie oarecare cu alunecarea $s < 1$.

Diametrul cercului diagramei cuplajului sincron la alunecarea dată s (cercul mic) este vectorul curentului secundar al acestor maşini, considerate asincrone pentru aceeaşi alunecare.

Fig. 43 reprezintă schema unui sistem de inducţie monofazat, care a obţinut denumirea de selsin, datorită proprietăţilor preţioase de autosincronizare [1]).

[1]) Teoria cea mai simplă şi mai clară a selsinului a fost elaborată de G. I. Sturman, care a dat relaţiile referitoare la parametrii secundari şi de D. V. Vasiliev, care a obţinut relaţiile pentru curenţi şi cuplu, ţinând seama de influenţa parametrilor primari şi a celor secundari.

Sistemul indicat a luat o largă răspândire în diverse instalaţii de comandă automată, în special ca sistem de transmitere a indicaţiilor la distanţă, sau pentru acţionarea organelor de comandă: regulatori, ventile, sisteme de control, etc.

Maşinile monofazate se execută deobicei de tipul maşinilor asincrone cu bobinajul primar monofazat şi cel secundar trifazat. Fluxul alternativ monofazat produs de bobinajul primar induce în bobinajele secundare trei forţe electromotoare care coincid ca fază, dar sunt diferite ca mărime, după poziţia fiecărui bobinaj secundar al maşinii faţă de bobinajul primar. Pentru aceleaşi poziţii ale rotorilor transmiţătorului şi receptorului, forţele electromotoare secundare ale unei maşini echilibrează forţele electromotoare secundare ale celeilalte şi nu există curent în circuitul secundar. Decalând rotorii unul faţă de celălalt cu un unghi oarecare θ, valorile forţelor electromotoare în bobinajele secundare respective sunt diferite ca mărime (dar coincid ca fază), prin urmare ia naştere un curent de egalizare, care produce un cuplu care are tendinţa să aducă rotorii în aceeaşi poziţie faţă de bobinajul statorului.

Bobinajul primar monofazat (pe stator sau rotor) se aşează pe poli aparenţi, pentru a obţine cele mai favorabile caracteristice ale cuplului în funcţie de unghiul de decalaj. Dacă bobinajul primar este repartizat, se utilizează un bobinaj transversal în scurtcircuit.

Expresia curentului secundar al selsinului poate fi dedusă pe baza analogiei dintre procesele electromagnetice în selsin şi în regulatorul de inducţie monofazat, în regimul de scurtcircuit al bobinajului secundar. Pentru a obţine regulatorul monofazat echivalent selsinului, bobinajul secundar trifazat este înlocuit cu un bobinaj monofazat echivalent. Raportul dintre parametrii bobinajului monofazat echivalent raportat la bobinajul primar şi parametrii unei faze a bobinajului trifazat al selsinului are forma:

$$Z_2' = Z_2 \frac{2}{3}\left(\frac{\xi_1 w_1}{\xi_2 w_2}\right)^2,$$

unde ξ_1, ξ_2, w_1, w_2, sunt factorii de bobinaj şi numărul de spire ale bobinajelor selsinului, iar Z_2' — impedanţa totală a bobinajului secundar, raportată la cel primar.

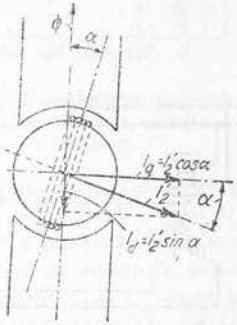


Fig. 44. Diagrama componentelor curentului secundar al selsinului.

Ţinând seama, deasemenea, de faptul că unghiul de rotire a rotorului regulatorului de inducţie este egal cu jumătatea unghiului de decalaj al sistemului θ, adică $\alpha = \frac{\theta}{2}$, se poate scrie, pentru componentele longitudinală şi transversală ale curentului secundar (fig. 44):

$$\bar{I}_q = \bar{I}_2' \cos\alpha;$$

$$\bar{I}_d = \bar{I}_2' \sin\alpha.$$

Curentul $\bar{I}_2'$ se poate determina scriind ecuaţia forţei electromotoare pentru bobinajul secundar în scurtcircuit:

$$-jc\bar{\Phi}\sin\alpha = \bar{I}_2' Z_2' + \bar{I}_2' X_{aq}' \cos^2\alpha,$$

de unde:

$$\bar{I}_2' = -jc\bar{\Phi}\frac{\sin\alpha}{Z_2' + X_{aq}'\cos^2\alpha}.$$

Aici c este coeficientul expresiei $E = c\,\Phi$, iar X'_{aq} este reactanţa de scăpări transversală, raportată la primar.

Exprimând unghiul α prin θ, se obţine pentru componenta $\bar{I}''_2$ a curentului primar, compensată de componenta longitudinală a curentului secundar:

$$\bar{I}''_2 = -\bar{I}'_d = -jc\Phi\,\frac{1-\cos\theta}{2Z'_2 + X'_{aq}(1+\cos\theta)}. \qquad (37.2)$$

In expresie pot fi introduşi şi parametrii primari.

In acest caz, dacă se neglijează căderea de tensiune în bobinajul primar, datorită curentului de mers în gol, se obţine:

$$\bar{I}''_2 = \frac{(1-\cos\theta)\,\bar{U}_1}{2Z'_2 + X'_{aq}(1+\cos\theta) + Z_1(1-\cos\theta)}. \qquad (37.3)$$

Dacă se notează $\frac{X'_{aq}}{X'_{s2}} = k_q$ şi $Z_1/Z_2 = m$, expresia lui I''_2 poate fi pusă şi sub forma:

$$\bar{I}''_2 = \bar{I}''_{2k}\,\frac{1+m}{2+k_q+m}\cdot\frac{1-\cos\theta}{1+\frac{k_q-m}{2+k_q+m}\cos\theta}.$$

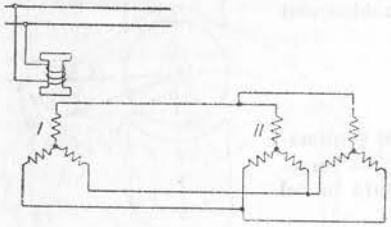


Fig. 45. Schema selsinului cu maşină cu dublă alimentare, alimentată dintr'o singură parte.

Expresia:

$$r = \frac{1}{1+\frac{k_q-m}{2+k_q+m}\cos\theta}$$

este ecuaţia elipsei în coordonate polare, iar expresia:

$$d = \frac{\cos\theta}{1+\frac{k_q-m}{2+k_q+m}\cos\theta}$$

este proiecţia razei vectoare a elipsei pe axa sa, coincizând cu vectorul curentului de scurtcircuit I''_{2k}.

Situaţiile arătate permit să se obţină o interpretare grafică simplă a expresiei lui I''_{2k}.

Există câteva variante de cuplare a maşinilor monofazate în sistemele de cuplaj sincron. Printre acestea, trebue remarcată schema alimentării dintr'o singură parte a maşinii cu dublă alimentare, propusă de D. V. Vasiliev (fig. 45). Una din maşini (de exemplu generatorul) este o maşină trifazată cu dublă alimentare *II*, cuplată la bobinajul secundar trifazat al maşinii monofazate obişnuite *I* (receptor de exemplu) de tipul selsinului. Bobinajele statorului maşinii *II* sunt cuplate unul faţă de celălalt în diferite ordine de succesiune a fazelor şi pot fi legate între ele atât în derivaţie cât şi în serie. Sistemul are caracteristica $M = f(\theta)$, mai favorabilă decât în celelalte sisteme monofazate.

Intr'o serie de cazuri, este avantajoasă folosirea aşa numitelor «selsine fără contacte», având bobinajul primar şi cel secundar nemişcate, iar rotorul cu miez magnetic de o formă specială (elaborat de A. G. Iosifian şi D. V. Svecearnic). Principiul de funcţionare al selsinului fără contacte este acelaşi ca şi al selsinelor monofazate obişnuite.

E. Regimurile particulare ale maşinii asincrone

38. **Funcţionarea motorului asincron în cazul variaţiei tensiunii.** Se consideră curba *1* din fig. 46 care dă $M = f(s)$ pentru $U_1 = U_n$. Se presupune cuplul rezistent (de sarcină) dat şi nedepinzând de viteza de rotaţie, adică $M_r = \text{const}$. Acestui cuplu îi corespunde punctul b pe curba *1* şi alunecarea $s = \overline{ab}$. Dacă tensiunea aplicată motorului se micşorează de x ori, cuplul de pornire şi cuplul maxim ale motorului se micşorează de x^2 ori (formula 9.5 şi 9.6). Pentru diverse tensiuni, în fig. 46 se obţin curbele *2* şi *3*, care au maximul pentru aceeaşi alunecare s_M ca şi mai înainte. Dacă se neglijează căderea de tensiune din bobinajul statorului, $U_1 \approx E_1 = k\Phi$. Prin urmare, micşorând tensiunea de x ori, forţa contraelectromotoare E_1 şi fluxul Φ se micşorează în aceeaşi proporţie. Deoarece conform convenţiei cuplul $M = C_M I'_2 \Phi$ trebue să rămână constant, alunecarea motorului trebue să crească astfel, încât curentul I'_2 să varieze în raport invers cu fluxul Φ, adică să crească de x ori. Dar $s = \frac{P_{Cu\,2}}{P_{em}} = \frac{m_1 I'^2_2 r'_2}{M\,\omega_1}$. Deoarece M este constant, alunecarea s va creşte de x^2 ori (în realitate ceva mai mult), şi viteza de rotaţie a motorului va deveni $n = n_1(1 - sx^2)$. Dacă $M_r = M_n$ şi $k_M = M_M/M_n = 2$, atunci x nu trebue să depăşească 1,4 (curba *3*), deoarece motorul se va opri. Deobicei $s \approx 0{,}04$; prin urmare, viteza de rotaţie a motorului se micşorează dela $n = n_s(1 - 0{,}04) = 0{,}96\ n_s$ pentru $U_1 = U_n$ până la $n = n_s(1 - 0{,}04\cdot 1{,}4^2) = 0{,}92\,n_s$ pentru $U_1 = 0{,}7\ U_n$. Astfel, influenţa micşorării tensiunii asupra vitezei de rotaţie a motorului este foarte mică.

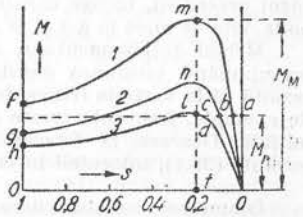


Fig. 46. Funcţionarea motorului asincron în cazul variaţiei tensiunii.

Factorul de putere are tendinţa să crească la scăderea tensiunii, lucru care se observă mai ales la sarcini mici.

In ce priveşte randamentul, micşorarea tensiunii influenţează în modul următor: pierderile mecanice rămân practic invariabile; — pierderile în fier variază aproximativ proporţional cu pătratul tensiunii; — pierderile în bobinajul rotorului cresc proporţional cu I'^2_2; — pierderile în bobinajul statorului depind de raportul dintre curenţii I_0 şi I'_2, dintre care primul scade, iar al doilea creşte. In întregime, randamentul motorului creşte într'o oarecare măsură pentru sarcini mici ($\leqslant 40\,\%$), iar după aceea începe să scadă repede.

Pentru a studia caracteristicele motorului la diverse tensiuni U_1, se poate utiliza diagrama cercului. Pentru aceasta trebue datele de mers în gol şi în scurtcircuit, corespunzătoare noii tensiuni. Adeseori nu există decât datele pentru tensiunea nominală. Atunci, dacă nu se cere o prea mare exactitate, se poate admite că curentul de scurtcircuit variază proporţional cu tensiunea. Determinarea curentului de mers în gol corespunzător noii tensiuni este o problemă mai

Aici c este coeficientul expresiei $E = c\,\Phi$, iar X'_{aq} este reactanţa de scăpări transversală, raportată la primar.

Exprimând unghiul α prin θ, se obţine pentru componenta $\overline{I}''_2$ a curentului primar, compensată de componenta longitudinală a curentului secundar:

$$\overline{I}''_2 = -\overline{I}'_d = -j\,c\,\Phi\,\frac{1-\cos\theta}{2Z'_2 + X'_{aq}(1+\cos\theta)}. \qquad (37.2)$$

In expresie pot fi introduşi şi parametrii primari.

In acest caz, dacă se neglijează căderea de tensiune în bobinajul primar, datorită curentului de mers în gol, se obţine:

$$\overline{I}''_2 = \frac{(1-\cos\theta)\,\overline{U}_1}{2Z'_2 + X'_{aq}(1+\cos\theta) + Z_1(1-\cos\theta)}. \qquad (37.3)$$

Dacă se notează $\frac{X'_{aq}}{X'_{s2}} = k_q$ şi $Z_1/Z_2 = m$, expresia lui I''_2 poate fi pusă şi sub forma:

$$\overline{I}''_2 = \overline{I}''_{2k}\,\frac{1+m}{2+k_q+m}\cdot\frac{1-\cos\theta}{1+\frac{k_q-m}{2+k_q+m}\cos\theta}.$$

Expresia:

$$r = \frac{1}{1+\frac{k_q-m}{2+k_q+m}\cos\theta}$$

este ecuaţia elipsei în coordonate polare, iar expresia:

$$d = \frac{\cos\theta}{1+\frac{k_q-m}{2+k_q+m}\cos\theta}$$

este proiecţia razei vectoare a elipsei pe axa sa, coincizând cu vectorul curentului de scurtcircuit I''_{2k}.

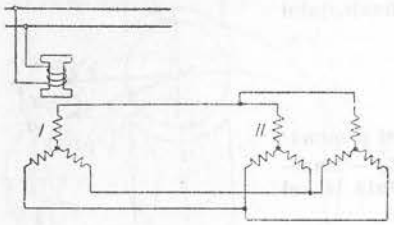


Fig. 45. Schema selsinului cu maşină cu dublă alimentare, alimentată dintr'o singură parte.

Situaţiile arătate permit să se obţină o interpretare grafică simplă a expresiei lui I''_{2k}.

Există câteva variante de cuplare a maşinilor monofazate în sistemele de cuplaj sincron. Printre acestea, trebue remarcată schema alimentării dintr'o singură parte a maşinii cu dublă alimentare, propusă de D. V. Vasiliev (fig. 45). Una din maşini (de exemplu generatorul) este o maşină trifazată cu dublă alimentare *II*, cuplată la bobinajul secundar trifazat al maşinii monofazate obişnuite *I* (receptor de exemplu) de tipul selsinului. Bobinajele statorului maşinii *II* sunt cuplate unul faţă de celălalt în diferite ordine de succesiune a fazelor şi pot fi legate între ele atât în derivaţie cât şi în serie. Sistemul are caracteristica $M = f(\theta)$, mai favorabilă decât în celelalte sisteme monofazate.

Intr'o serie de cazuri, este avantajoasă folosirea aşa numitelor «selsine fără contacte», având bobinajul primar şi cel secundar nemişcate, iar rotorul cu miez magnetic de o formă specială (elaborat de A. G. Iosifian şi D. V. Svecearnic). Principiul de funcţionare al selsinului fără contacte este acelaşi ca şi al selsinelor monofazate obişnuite.

E. Regimurile particulare ale maşinii asincrone

38. **Funcţionarea motorului asincron în cazul variaţiei tensiunii.** Se consideră curba *1* din fig. 46 care dă $M = f(s)$ pentru $U_1 = U_n$. Se presupune cuplul rezistent (de sarcină) dat şi nedepinzând de viteza de rotaţie, adică $M_r = \text{const}$. Acestui cuplu îi corespunde punctul *b* pe curba *1* şi alunecarea $s = \overline{ab}$. Dacă tensiunea aplicată motorului se micşorează de x ori, cuplul de pornire şi cuplul maxim ale motorului se micşorează de x^2 ori (formula 9.5 şi 9.6). Pentru diverse tensiuni, în fig. 46 se obţin curbele *2* şi *3*, care au maximul pentru aceeaşi alunecare s_M ca şi mai înainte. Dacă se neglijează căderea de tensiune din bobinajul statorului, $U_1 \approx E_1 = k\Phi$. Prin urmare, micşorând tensiunea de x ori, forţa contraelectromotoare E_1 şi fluxul Φ se micşorează în aceeaşi proporţie. Deoarece conform convenţiei cuplul $M = C_M I'_2 \Phi$ trebue să rămână constant, alunecarea motorului trebue să crească astfel, încât curentul I'_2 să varieze în raport invers cu fluxul Φ, adică să crească de x ori. Dar $s = \frac{P_{Cu\,2}}{P_{em}} = \frac{m_1 I'^2_2 r'_2}{M\,\omega_1}$. Deoarece M este constant, alunecarea s va creşte de x^2 ori (în realitate ceva mai mult), şi viteza de rotaţie a motorului va deveni $n = n_1(1 - sx^2)$. Dacă $M_r = M_n$ şi $k_M = M_M/M_n = 2$, atunci x nu trebue să depăşească 1,4 (curba *3*), deoarece motorul se va opri. Deobicei $s \approx 0{,}04$; prin urmare, viteza de rotaţie a motorului se micşorează dela $n = n_s(1 - 0{,}04) = 0{,}96\ n_s$ pentru $U_1 = U_n$ până la $n = n_s(1 - 0{,}04 \cdot 1{,}4^2) = 0{,}92\,n_s$ pentru $U_1 = 0{,}7\ U_n$. Astfel, influenţa micşorării tensiunii asupra vitezei de rotaţie a motorului este foarte mică.

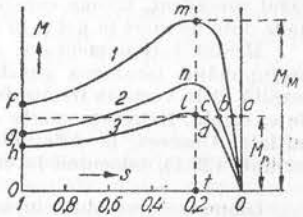


Fig. 46. Funcţionarea motorului asincron în cazul variaţiei tensiunii.

Factorul de putere are tendinţa să crească la scăderea tensiunii, lucru care se observă mai ales la sarcini mici.

In ce priveşte randamentul, micşorarea tensiunii influenţează în modul următor: pierderile mecanice rămân practic invariabile; — pierderile în fier variază aproximativ proporţional cu pătratul tensiunii; — pierderile în bobinajul rotorului cresc proporţional cu I'^2_2; — pierderile în bobinajul statorului depind de raportul dintre curenţii I_0 şi I'_2, dintre care primul scade, iar al doilea creşte. In întregime, randamentul motorului creşte într'o oarecare măsură pentru sarcini mici ($\leqslant 40\,\%$), iar după aceea începe să scadă repede.

Pentru a studia caracteristicele motorului la diverse tensiuni U_1, se poate utiliza diagrama cercului. Pentru aceasta trebue datele de mers în gol şi în scurtcircuit, corespunzătoare noii tensiuni. Adeseori nu există decât datele pentru tensiunea nominală. Atunci, dacă nu se cere o prea mare exactitate, se poate admite că curentul de scurtcircuit variază proporţional cu tensiunea. Determinarea curentului de mers în gol corespunzător noii tensiuni este o problemă mai

complicată, deoarece variază gradul de saturaţie a fierului. In acest caz se poate folosi următoarea relaţie empirică:

$$I_0 = \frac{0{,}18 + 0{,}16\,u_1}{1 - 0{,}66\,u_1}\,I_{0n}, \tag{38.1}$$

unde:

I_0 este curentul de mers în gol căutat.

u_1 — tensiunea exprimată în fracţiuni din tensiunea nominală $\left(u_1 = \frac{U_1}{U_n}\right)$;

I_{0n} — curentul de mers în gol pentru tensiunea nominală.

Formula (38.1) este stabilită după date experimentale pentru saturaţii normale ale motoarelor şi dă rezultate satisfăcătoare pentru variaţii ale tensiunii în limitele dela 0,6 la 1,25 U_n.

39. Funcţionarea motorului asincron în cazul variaţiei frecvenţei. Ca şi în cazul precedent, trebue construită o nouă diagramă pentru noua frecvenţă, după noile date de mers în gol şi în scurtcircuit.

Mersul raţionamentului se apropie mult de cazul precedent. Intr'adevăr, presupunând tensiunea constantă şi căderile de tensiune statorice neglijabile, rezultă că la variaţia frecvenţei fluxul variază în raport invers cu frecvenţa. Dacă, de exemplu, frecvenţa creşte cu 20 %, fluxul scade până la 1/1,2 din valoarea sa iniţială. Deaceea, la determinarea curentului de mers în gol I_0 se poate utiliza formula (38.1), înlocuind în ea pe u_1 prin raportul f_n/f.

Diametrul cercului curentului, determinat prin raportul $\frac{U_1}{x_1 + x_2'}$, variază invers proporţional cu frecvenţa.

Pentru determinarea curentului de scurtcircuit şi a fazei sale, se poate considera că, în motoarele care nu utilizează principiul îndesirii curentului, rezistenţele rămân constante şi $X_k = X_{kn}\frac{f}{f_n}$, unde X_k şi X_{kn} sunt reactanţele de scurtcircuit corespunzătoare frecvenţelor f şi f_n. Atunci:

$$I_k = \frac{U_1}{\sqrt{R_k^2 + \left(X_{kn}\frac{f}{f_n}\right)^2}} \tag{39.1}$$

şi

$$\cos\varphi_k = \frac{R_k}{\sqrt{R_k^2 + \left(X_{kn}\frac{f}{f_n}\right)^2}}. \tag{39.2}$$

In cazul când cuplul este constant, curentul I_2 variază aproape proporţional cu frecvenţa. Din expresia alunecării se vede că şi ea variază proporţional cu frecvenţa.

Factorul de putere are tendinţa să crească odată cu creşterea frecvenţei şi tinde să scadă cu scăderea frecvenţei. Răspunsul exact se obţine din diagrama cercului.

Influenţa frecvenţei asupra randamentului este destul de complicată. Astfel, pierderile mecanice cresc cu frecvenţa. Pierderile în fier sunt influenţate, pe de o parte de creşterea frecvenţei, iar pe de altă parte de scăderea fluxului şi deci a inducţiei; ultima cauză este predominantă. Pentru calităţile obişnuite de tolă

silicioasă, pierderile în fier se pot considera, în primă aproximaţie, proporţionale cu $\sqrt{\frac{f_n}{f}}$. Pierderile în bobinajul rotorului cresc proporţional cu pătratul frecvenţei, iar pierderile în bobinajul statorului depind de relaţia dintre curenţii I_0 şi I_2', dintre care primul scade, iar al doilea creşte.

Pierderile în motor cresc în totalitatea lor, dar simultan creşte şi puterea utilă desvoltată. Deaceea, randamentul motorului variază puţin în funcţie de frecvenţă.

Cuplul maxim al motorului variază invers proporţional cu pătratul frecvenţei.

De un deosebit interes practic este cazul când frecvenţa variază proporţional cu tensiunea, adică $\frac{U_1}{f}$ = const. Acest caz a fost tratat la § 28.

40. Funcţionare motorului la tensiunea nesinusoidală. In acest caz, se descompune tensiunea nesinusoidală în serie Fourier şi se cercetează acţiunea fiecărei armonice în parte, adică se consideră o serie de motoare asincrone cuplate pe acelaşi arbore, rotindu-se cu aceeaşi viteză n, dar alimentate dela reţele cu diverse tensiuni, $U_1, U_3 \ldots U_\nu$ şi de frecvenţe diferite $f_1, f_3 = 3\,f_3 \ldots f_\nu = \nu\,f_1$, unde ν este ordinul armonicii.

Armonicelor de tensiune le corespund armonicele de curent $I_1, I_3 \ldots I_\nu$, fiecare din ele producând o undă fundamentală şi armonice superioare ale forţei magnetomotoare. Dacă se consideră numai fundamentala forţei magnetomotoare, viteza ei de rotaţie este νn_1, n_1 fiind viteza forţei magnetomotoare produsă de curentul I_1. Prin urmare, alunecarea corespunzătoare armonicei de curent de ordinul ν este:

$$s_\nu = \frac{\nu n_1 \mp n}{\nu n_1} \approx 1 \mp \frac{1}{\nu}.$$

Semnul minus corespunde forţelor magnetomotoare care se rotesc în sensul forţei magnetomotoare principale, iar semnul plus corespunde celor care se rotesc în sens contrar.

Pentru fiecare motor alimentat cu armonicele de tensiune se poate da un circuit echivalent, care diferă numai prin parametri faţă de circuitul echivalent pentru fundamentală. In motoarele care nu utilizează principiul refulării curentului, se poate considera că:

$$R_1 = R_1;\quad R_{2\nu}' = R_2';\quad X_{s1\nu} = \nu\,X_{s1};\quad X_{s2\nu}' = \nu X_{s2}';$$
$$r_{m\nu} \approx 0 \quad \text{şi} \quad x_{m\nu} \approx \nu x_m.$$

Dacă se neglijează influenţa ramurii de magnetizare, atunci se poate scrie:

$$\cos\varphi_\nu = \frac{R_1 + \frac{\nu}{\nu \pm 1}R_2'}{\sqrt{\left(R_1 + \frac{\nu}{\nu \pm 1}R_2'\right)^2 + \nu^2(X_{s1} + X_{s2}')^2}}. \tag{40.1}$$

După cum se vede din această formulă, $\cos\varphi_\nu$ este foarte mic, deci curenţii produşi de armonicele superioare ale tensiunii sunt aproape complect inductivi. Deci, se poate considera că influenţa armonicelor superioare de tensiune este echivalentă cu o mărire a reactanţelor X_{s1} şi X_{s2}', cu toate urmările ce decurg: micşorarea lui $\cos\varphi$, η şi M_M. Printre altele, influenţa tensiunii nesinusoidale se mani-

festă, relativ slab, chiar pentru deformări însemnate ale curbei tensiunii. Astfel, dacă amplitudinile armonicelor de tensiune de ordinul 5 şi 7 sunt de 20 şi 13 % din amplitudinea fundamentalei, cos φ_M scade cu aproximativ 2,6 %, în comparaţie cu cos φ_M pentru tensiunea sinusoidală. In practică, deformarea curbei tensiunii şi influenţa sa asupra caracteristicelor motorului sunt mult mai mici.

41. **Funcţionarea motorului cu tensiuni U_1 nesimetrice.** In acest caz se descompun tensiunile în componente simetrice şi se poate trata motorul ca descompus în trei motoare, cuplate pe acelaşi arbore şi având aceeaşi viteză, alimentat fiecare dela sistemul respectiv de tensiuni: direct, invers şi homopolar. In general, cel de al treilea motor, alimentat cu tensiuni homopolare, nu există, căci la motoare nu se foloseşte sistemul cu 4 fire. Astfel, funcţionarea motorului la tensiuni nesimetrice se poate reduce la situaţia unui motor alimentat cu componentele directe ale tensiunii, care antrenează un motor funcţionând în regim de frână şi alimentat cu componentele inverse ale tensiunii.

Un caz particular al funcţionării motorului la tensiuni nesimetrice este acela când dispare tensiunea pe o fază (se rupe firul); în acest caz, se cade peste motorul monofazat, care este studiat într'un paragraf următor.

F. Maşina asincronă monofazată

42. **Maşina asincronă monofazată** poate fi considerată, din punct de vedere al studiului proprietăţilor ei, ca o maşină asincronă trifazată, căreia i se deconectează o fază dela reţea, de pildă faza A (fig. 47). In acest caz, $\overline{U}_{BC} = \overline{U}_1$, $\overline{I}_A = 0$ şi $\overline{I}_B = -\overline{I}_C$. Un astfel de sistem de curenţi se poate descompune în două sisteme simetrice: sistemul direct $\overline{I}_{A_1}$, $\overline{I}_{B_1}$ şi $\overline{I}_{C_1}$ şi sistemul invers $\overline{I}_{A_2}$, $\overline{I}_{B_2}$ şi $\overline{I}_{C_2}$ (fig. 48). Aceste două sisteme de curenţi produc două forţe magnetomotoare, care se rotesc în sens contrar (fundamentalele). Forţa magnetomotoare directă

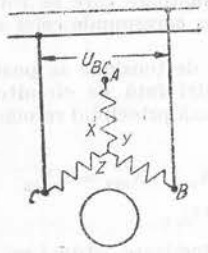


Fig. 47.
Conectarea monofazată a motorului trifazat.

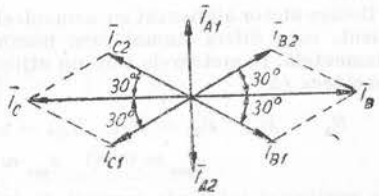


Fig. 48.
Componentele simetrice ale curentului motorului monofazat.

induce în rotor curenţi de frecvenţă $f_{21} = s\,f$, iar forţa magnetomotoare inversă curenţi de frecvenţă $f_{22} = (2 - s)\,f$. Se poate deci raţiona asupra ansamblului format de două maşini asincrone trifazate cuplate pe acelaşi arbore şi legate în sens invers, astfel ca una să funcţioneze ca motor, iar cealaltă ca frână electromagnetică.

43. **Circuitul echivalent al maşinii asincrone monofazate.** Notând cu $Z_1 = R_1 + j\,X_{s1}$ impedanţa unei faze a statorului (maşina presupusă trifazată ca în fig. 47), cu $Z_m = r_m + j\,x_m$ impedanţa de magnetizare, cu $Z'_{21} = \frac{R'_2}{s} + j\,X'_{s2}$ impedanţa

fazei rotorului pentru curenţii de frecvenţă sf şi cu $Z'_{22} = \frac{R'_2}{2 - s} + j\,X'_{s2}$ impedanţa fazei rotorului pentru curenţi de frecvenţă $f\,(2-s)$, curentul primar se poate scrie sub forma:

$$\overline{I}_1 = \frac{\overline{U}_{BC}}{\left(Z_1 + \dfrac{1}{\dfrac{1}{Z_m} + \dfrac{1}{Z'_{21}}}\right) + \left(Z_1 + \dfrac{1}{\dfrac{1}{Z_m} + \dfrac{1}{Z'_{22}}}\right)}. \qquad (43.1)$$

Pentru această expresie corespunde circuitul echivalent din fig. 49, care reprezintă legarea în serie a două circuite dintre care primul poate fi denumit circuitul motor, deoarece corespunde schemei obişnuite a motorului trifazat, iar cel de al doilea — circuitul de frână, deoarece corespunde funcţionării în regim de frână.

Pe baza scutrcircuitului echivalent se pot deduce relaţiile dintre curenţii corespunzători funcţionării în trifazat şi în monofazat, pentru a face comparaţia între cele două tipuri de motoare asincrone. Astfel, se găseşte că curentul de mers în gol la motorul monofazat, I_{01} este de circa $\sqrt{3}$ ori mai mare decât curentul de mers în gol al motorului trifazat, iar pentru curentul de scurtcircuit rezultă: $I_{k1} = \frac{\sqrt{3}}{2}\,I_{k3}$.

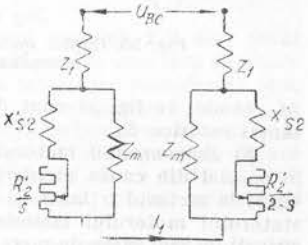


Fig. 49. Circuitul echivalent al maşinii asincrone monofazate.

Acelaşi raport se găseşte şi pentru curenţii pentru $s = \pm\infty$.

Incercările făcute asupra unui motor de 3,7 kW, 115 V, 1 500 rot/min, 50 Hz au dat următoarele rezultate:

$$\frac{I_{01}}{I_{03}} = \frac{11{,}5}{7{,}0} = 1{,}64 \text{ în loc de } 1{,}73;$$

$$\frac{I_{k1}}{I_{k3}} = \frac{107{,}5}{121} = 0{,}89 \text{ în loc de } 0{,}866.$$

Se vede că datele experimentale confirmă concluziile teoretice deduse mai înainte.

Deoarece $I_{01} > I_{03}$, factorul de putere al motorului monofazat este mai scăzut cu aproximativ 10—12 % decât al motorului trifazat.

44. **Caracteristicele motorului monofazat**

α) *Cuplul motorului monofazat* este $M = M_1 - M_2$, unde M_1 este cuplul motor produs de sistemul direct al curenţilor, iar M_2 — cuplul de frânare produs de sistemul invers al curenţilor. Curbele cuplurilor M_1 şi M_2 sunt date în fig. 50 în funcţie de alunecare. Pentru $s=1$, cele două sisteme ale curenţilor acţionează în mod egal asupra rotorului. Deaceea, la pornire $M_1 = M_2$ şi $M = 0$, adică motorul monofazat nu poate porni singur.

Curba cuplului rezultant este simetrică de ambele părţi faţă de $s=1$. Aceasta înseamnă că motorul monofazat poate să se rotească în orice sens, în funcţie de sensul în care i s'a dat primul impuls. Astfel, motorul monofazat n'are un sens de rotaţie stabilit şi, prin urmare, nu poate funcţiona în regim de frână.

Din caracteristica cuplului (fig. 50) se vede că motorul monofazat are o capacitate de supraîncărcare mai mică decât motorul trifazat.

Spre deosebire de motorul trifazat, cuplul maxim M_M al motorului monofazat depinde de mărimea rezistenţei rotorice. Dacă se măreşte valoarea rezistenţei circuitului rotoric, cuplul de frânare creşte şi deci valoarea cuplului de desprindere

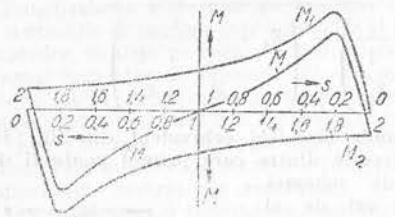


Fig. 50. Cuplul motorului asincron monofazat.

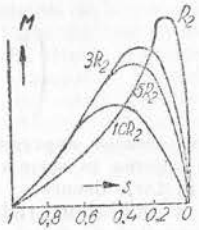


Fig. 51. $M = f(R_2)$ la motorul asincron monofazat.

M_M scade. In fig. 51 sunt date curbele $M = f(s)$ pentru diferite valori ale rezistenţei rotorice R_2.

β) *Randamentul* motorului monofazat este mai mic decât al celui trifazat, în special din cauza pierderilor în cuprul rotorului, care sunt simţitor mai mari decât la motorul trifazat, şi anume aproximativ de două ori. Pierderile în cuprul statorului motorului monofazat sunt, deasemenea, ceva mai mari, din cauza curentului mai mare de mers în gol. In sfârşit, fluxul invers produce pierderi suplimentare în fierul rotorului. Pentru orientare, se poate considera că randamentul motorului monofazat, având aceleaşi dimensiuni ca şi cel trifazat, este cu 2—4% mai mic.

γ) *Alunecarea* motorului monofazat este mai mare decât a celui trifazat, datorită pierderilor mai mari în cuprul rotorului.

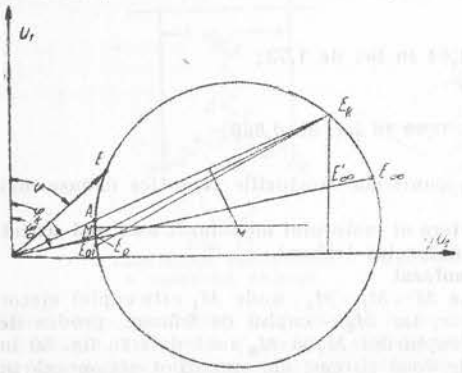


Fig. 52. Diagrama cercului la maşina asincronă monofazată.

δ) *Reglajul vitezei de rotaţie* a motorului monofazat prin variaţia rezistenţei circuitului rotoric se poate face numai în limite foarte restrânse, din cauză că scade mult cuplul de desprindere când creşte rezistenţa (fig. 51).

45. **Diagrama de funcţionare.** Dacă se desvoltă expresia (43.1) care dă valoarea curentului primar, se poate arăta că locul geometric al extremităţii vectorului curentului primar este un cerc şi se poate, deci, construi diagrama de funcţionare a motorului monofazat cu datele dela încercarea de mers în gol şi scurtcircuit. Determinarea cercului se face la fel ca la motoarele polifazate (fig. 52): se duce $\overline{OE_0} = I_0$ înclinat cu unghiul φ_0 faţă de OU_1, $\overline{OE_k} = I_k$, făcând unghiul φ_k cu OU_1. Determinarea unui al treilea punct al cercului se face ca în cazul motoarelor polifazate (v. fig. 4). Deasemenea aflarea

punctelor E_∞ şi E_{0i} se face la fel ca la motoarele polifazate. Puterea absorbită este reprezentată şi aici, la o anumită scară, de distanţele punctelor cercului la axa absciselor. Dreapta puterii mecanice (incluziv frecările) este dreapta $E_{0i}\,E_k$. Aici însă nu există o dreaptă a cuplurilor, căci cuplul se anulează în trei puncte: E_{0i}, E_k şi E_∞. Cuplurile se deduc, deci, din putere şi viteză.

46. **Calculul curentului de mers în gol şi al curentului de scurtcircuit.** Calculul curentului de magnetizare I_μ se face la fel ca la motorul polifazat. Componenta reactivă a curentului de mers în gol este:

$$I_{0r} = \frac{1 + c_2}{c_2}\, I_\mu ,$$

unde: $c_2 = 1 + \dfrac{I_\mu X'_{s2}}{E_1}$ este factorul de scăpări secundar. Cum $c_1 = 1{,}02 \ldots 1{,}06$, rezultă că $I_{0r} \approx 1{,}95\, I_\mu$. Componenta activă a curentului de mers în gol se calculează la fel ca la motorul polifazat, din pierderile în gol.

Infăşurarea primară a motorului monofazat ocupă obişnuit 2/3 din pasul polar, crestăturile rămase libere fiind utilizate pentru înfăşurarea unei faze auxiliare de pornire. Infăşurarea primară poate fi executată ca înfăşurare monofazată sau, dacă motorul este utilizat şi pe distribuţii trifazate, ca înfăşurare trifazată. In primul caz, se prevede pentru faza auxiliară o a doua înfăşurare monofazată, decalată faţă de înfăşurarea principală cu 90° electrice; în al doilea caz, două faze ale înfăşurării trifazate sunt utilizate ca înfăşurare primară, iar a treia ca fază auxiliară. Abstracţie făcând de lungimea capetelor de bobină, ambele construcţii sunt echivalente din punct de vedere electric şi magnetic.

Calculul curentului de scurtcircuit se face la fel ca la motorul polifazat. Pentru scăpările în crestătură şi pentru cele în zig.-zag sunt valabile relaţiile (20.1), (20.2) şi (20.8). In calculul scăpărilor la capetele de bobină cu relaţiile (20.3) sau (20.4), precum şi în cazul scăpărilor dublu înlănţuite, se ia q_1, numărul de crestături pe pol şi fază; la fel ca la maşina trifazată, deci $q_1 = \dfrac{\text{numărul de crestături statorice}}{6p}$.

Factorul de raportare pentru rezistenţe şi reactanţe la rotori trifazaţi este $\left(\dfrac{w_1}{w_2}\right)^2$, unde w_1 reprezintă numărul de spire ale unei faze a înfăşurării trifazate sau jumătate din numărul de spire ale înfăşurării monofazate şi w_2 numărul de spire ale unei faze a înfăşurării secundare.

Dacă se notează cu R_1 jumătatea rezistenţei înfăşurării primare (egală cu rezistenţa unei faze în cazul unei înfăşurări trifazate) şi cu R_2 rezistenţa unei faze rotorice, rezistenţa rotorică raportată este:

$$R'_2 = R_2 \left(\frac{w_1}{w_2}\right)^2,$$

iar rezistenţa de scurtcircuit este:

$$R_k = 2\left(R_1 + R'_2\right). \tag{46.1}$$

In mod analog se găseşte pentru reactanţe:

$$X_k = 2\left(X_{s1} + X'_{s2}\right), \tag{46.2}$$

unde X_{s1} este reactanţa de scăpări a jumătăţii înfăşurării monofazate primare şi X'_{s2} reactanţa de scăpări a fazei secundare raportată la primar. La aceste rezultate se poate ajunge şi dacă se consideră circuitul echivalent al motorului monofazat şi se neglijează ramura de magnetizare.

Când rotorul este în colivie, la calculul rezistenţei de scurtcircuit şi al reactanţei de scurtcircuit se ţine seama numai de barele şi de segmenţii de inel care se găsesc sub arcul polar acoperit de înfăşurarea primară.

47. Pornirea motorului asincron monofazat. Pentru ca motorul asincron monofazat să producă cuplu la pornire, se utilizează o înfăşurare auxiliară, decalată cu 90° electrice faţă de înfăşurarea principală, care se alimentează cu un curent decalat faţă de curentul principal. Decalarea curentului din înfăşurarea auxiliară se poate realiza cu ajutorul unei reactanţe sau unei rezistenţe, sau cu ambele în acelaşi timp. Se produce, în felul acesta, un câmp învârtitor bifazat şi un cuplu de pornire suficient de mare pentru a pune maşina în mişcare. De îndată ce motorul a intrat în viteză, se poate întrerupe alimentarea înfăşurării auxiliare şi motorul continuă să funcţioneze în monofazat.

La motoare foarte mici, cu rotorul în scurtcircuit (cam până la 0,5 kW), este suficient să se monteze pe faza auxiliară o rezistenţă ohmică sau să se execute bobinajul fazei auxiliare dintr'un material rezistent. La un curent de pornire (curent total în înfăşurarea principală şi cea auxiliară) de circa 5—6 ori mai mare decât curentul nominal al motorului, se obţine un cuplu de pornire egal aproximativ cu cuplul nominal. Pentru a limita curentul de pornire, se pune în serie cu bobinajul principal o bobină de self. Reducerea curentului este legată totodată şi de reducerea cuplului de pornire.

Inafara acestor scheme, care sunt destul de imperfecte, în ultimul timp au luat o mare răspândire motoarele aşa numite cu condensator de pornire, după schema din fig. 53 *a*. Aici, *A* este bobinajul principal, *B* — bobinajul auxiliar, iar *C* condensatorul de pornire cuplat prin intermediul întrerupătorului *K* în serie cu bobinajul *B*. Potrivind parametrii circuitelor de funcţionare şi de pornire, se pot obţine caracteristice de pornire relativ favorabile şi, mai ales, un cuplu de pornire M_p bun (curba *2*, fig. 53 *b*). Deobicei, condensatorul *C* se deconectează când motorul atinge o viteză determinată (circa 80% din cea nominală).

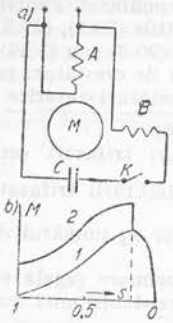


Fig. 53. Motorul asincron monofazat cu condensator de pornire şi cuplul său.

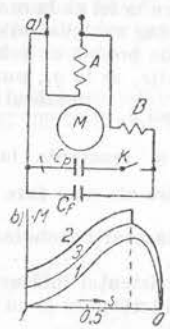


Fig. 54. Motorul asincron monofazat cu condensator şi cuplul său.

Dacă bobinajul *B* şi condensatorul *C* sunt calculaţi în aşa fel, încât să poată rămâne cuplaţi în continuare şi după sfârşitul pornirii, se obţine motorul monofazat cu condensatori. Deoarece, totuşi, la pornire şi în funcţionare sunt necesare capacităţi diferite, motorul monofazat poate fi executat cu doi condensatori: C_p pentru pornire şi C_f pentru funcţionare (fig. 54 *a*). Un astfel de motor, pe lângă ameliorarea caracteristicelor de pornire (curba *2* din fig. 54 *b*), are caracteristice de funcţionare mai bune, în special capacitate de supraîncărcare mai mare decât motorul monofazat obişnuit (curbele *1* şi *3* din fig. 54 *b*) şi cos φ mai ridicat.

Pentru a asigura condiţii mai bune de funcţionare pentru motorul cu condensatori, trebue să se producă în el un câmp învârtitor circular. Pentru aceasta, trebue cuplată în circuitul bobinajului *B* o capacitate C_B, astfel ca forţele magnetomotoare F_A şi F_B, produse de fazele *A* şi *B*, să formeze un sistem bifazat simetric, adică să fie egale ca mărime şi decalate în spaţiu şi timp cu 90°. Decalarea în spaţiu se obţine prin aşezarea corespunzătoare a bobinajului, iar în timp—prin capacitatea *C*.

Condiţiile de producere a câmpului învârtitor circular sunt deci:

$$\left.\begin{aligned} -\overline{U}_A &= j\,\overline{U}_B \frac{w_A \xi_A}{w_B \xi_B}\,; \\ \overline{I}_A w_A \xi_A &= -j\,\overline{I}_B w_B \xi_B\,. \end{aligned}\right\} \qquad (47.1)$$

De aici se poate deduce, că puterile aparente ale celor două bobinaje trebue să fie egale, şi cum cele două forţe magnetomotoare F_A şi F_B se află în condiţii egale faţă de rotor, rezultă că şi puterile active desvoltate de cele două bobinaje vor fi egale, deci, în cele din urmă, şi $\varphi_A = \varphi_B$. Diagrama vectorială corespunzătoare este construită în fig. 55. De aici rezultă şi tensiunea la bornele condensatorului C_B: $U_C = \sqrt{U_A^2 + U_B^2}$. Dacă se neglijează pierderile în condensator, vectorul U_C va fi perpendicular pe vectorul curent I_B: prin urmare, $U_C \sin \varphi_B = U_B$.

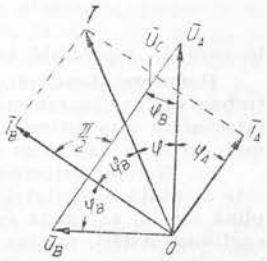


Fig. 55. Diagrama vectorială a motorului cu condensator pentru obţinerea câmpului învârtitor circular.

Capacitatea necesară producerii câmpului circular se determină din relaţia:

$$I_B = \frac{U_C}{X_C} = \frac{U_B}{\sin \varphi_B}\,\omega C_B\,,$$

de unde rezultă:

$$C_B = \frac{I_B \sin \varphi_B}{\omega\, U_B}\,. \qquad (47.2)$$

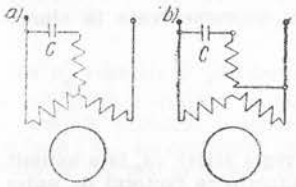


Fig. 56. Schema conectării motoarelor asincrone trifazate ca motoare monofazate cu condensator.

Puterea condensatorului va fi:

$$P_C = U_C I_B = \frac{U_B I_B}{\sin \varphi_B}\,. \qquad (47.3)$$

Pe de altă parte, puterea totală absorbită de motor din reţea este egală cu:

$$P_a = U_A I = U_C I \cos \varphi_B = \frac{U_B I_B}{\sin \varphi_B}\,, \qquad (47.4)$$

adică puterea condensatorului este egală cu puterea aparentă a motorului.

Din diagramă se vede că:

$$\varphi = 90^\circ - 2\,\varphi_B = 90^\circ - 2\,\varphi_A\,,$$

deci:

$$\cos \varphi = \cos\left(90^\circ - 2\,\varphi_A\right) = \sin 2\,\varphi_A\,. \qquad (47.5)$$

Rezultă că, factorul de putere cos φ al motorului cu condensator este foarte apropiat de unitate.

Deasemenea, trebue avut în vedere, că pentru o valoare dată a lui C_B, fluxul circular este produs de o singură valoare a curentului *I*. Pentru alte încărcări, condiţiile de funcţionare a motorului cu condensator se înrăutăţesc. Pentru a le menţine la nivelul dorit, se poate regla capacitatea, ceeace complică însă schema motorului. In fig. 56 *a* şi 56 *b* sunt arătate schemele de cuplare a motoarelor trifazate obişnuite ca motoare monofazate cu condensatori.

Neajunsul principal al motorului cu condensator constă în faptul că bateria de condensatori este relativ mare şi scumpă.

G. Îmbunătăţirea factorului de putere la maşinile asincrone

48. **Îmbunătăţirea factorului de putere prin schimbarea tensiunii.** La sarcini reduse, factorul de putere al maşinii asincrone se îmbunătăţeşte apreciabil prin micşorarea tensiunii de alimentare. Cu cât sarcina motorului este mai mică, cu atât mai mult trebue redusă tensiunea pentru a obţine un factor de putere optim. Dacă se notează cu P puterea cu care trebue să funcţioneze motorul, se obţine factorul de putere optim (păstrându-se aceeaşi capacitate de supraîncărcare) dacă tensiunea la borne este dată de expresia:

$$U_1' = U_1 \sqrt{\frac{P}{P_n}}, \qquad (48.1)$$

în care U_1 reprezintă tensiunea nominală şi P_n, sarcina nominală.

Reducerea tensiunii se obţine prin autotransformator. Dacă puterea la care trebue să funcţioneze motorul este de 15—16% din puterea nominală, se poate întrebuinţa dispozitivul triunghi-stea. Acesta presupune că la tensiunea nominală motorul funcţionează în triunghi.

49. **Motorul asincron sincronizat.** In circuitul rotoric al motorului asincron este montată o excitatrice de curent continuu, în serie cu o fază a rotorului. La plină viteză, se excită excitatricea şi se alimentează bobinajul rotoric în curent continuu. Astfel, maşina asincronă devine o maşină sincronă cu poli înnecaţi şi trece în sincronism, pentru a funcţiona mai departe ca motor sincron. Condiţiile de pornire, precum şi capacitatea de supraîncărcare în asincron sunt aproximativ aceleaşi ca şi la motorul asincron normal; din contră, capacitatea de supraîncărcare în sincron este mai mică decât la motorul sincron cu poli aparenţi. Dacă se notează cu $k = I_k / I_n$ raportul de scurtcircuit al maşinii şi cu $\cos\varphi_n$ factorul de putere corespunzător curentului nominal I_n, capacitatea de supraîncărcare în sincron este dată aproximativ de expresia:

$$\sigma = \frac{k}{\cos\varphi_n}.$$

Excitaţia motorului asincron sincronizat se poate regla astfel ca, la o anumită sarcină, factorul de putere să fie unitar. La sarcini superioare factorul de putere va fi inductiv, iar la sarcini inferioare, capacitiv.

Cuplul de sincronizare, adică cuplul cu care motorul asincron sincronizat poate trece în sincronism după conectarea excitaţiei, este ceva mai mic decât cuplul de desprindere sincron.

Maşina asincronă sincronizată poate fi utilizată, ca şi motorul sincron, ca maşină generatoare de energie reactivă.

Alte mijloace de îmbunătăţire a factorului de putere la maşinile asincrone, sunt date în capitolul VIII.

H. Pierderile şi randamentul maşinilor asincrone

50. **Observaţie generală.** *Pierderile* maşinii asincrone se împart în pierderi în fier, în cupru şi mecanice (frecări şi ventilaţie).

51. **Pierderile în fier** constau din pierderile prin histereză şi prin curenţi turbionari (Foucault), produse de câmpul rezultant, şi din pierderile de suprafaţă şi pulsatorii (pierderi suplimentare în fier), provocate de pulsaţiile câmpului. Frecvenţa de magnetizare a fierului statorului este egală cu frecvenţa de alimentare (reţea), iar aceea a fierului rotoric este egală cu frecvenţa curentului rotoric (frecvenţa de alunecare). In mod normal, pierderile prin histereză şi curenţi turbionari, datorite câmpului principal, sunt neglijabile în fierul rotorului. Pierderile de suprafaţă şi pulsatorii sunt proporţionale cu puterea 1,5-a a vitezei şi nu apar la maşinile fixe (regulatorii de inducţie).

Pierderile în fier produse de câmpul rezultant se calculează cu formula:

$$p_{Fe} = \left(a + b\,\frac{f_1}{100}\right)\frac{f_1}{100}\left[V_d\left(\frac{B_{d\,med}}{10\,000}\right)^2 + V_j\left(\frac{B_j}{10\,000}\right)^2\right] \text{ [W]}, \qquad (51.1)$$

Tabela 7. **Constantele a şi b în funcţie de cifra de pierderi**

Cifra de pierderi W/kg	a	b
3,6	37,7	37
3,0	36,8	21
2,3	30,1	12
1,55	21,5	6

în care V_d şi V_j reprezintă volumul de fier al dinţilor statorului, respectiv al jugului statoric, în dm³, iar $B_{d\,med}$ şi B_j reprezintă inducţia mijlocie în dinţii statorului, respectiv inducţia în jugul statoric. Constantele a şi b sunt date în tabela 7, în funcţie de cifra de pierderi a materialului (pierderile pe kg la 50 Hz şi 10 000 gauşi).

Pierderile suplimentate în fier constituie, la crestături închise, 30—50%, iar la crestături deschise, 130—180% din pierderile în fier calculate cu expresia (51.1). Calculul mai exact se poate face cu expresiile de mai jos.

Pierderile de suprafaţă se calculează cu expresia:

$$p_{sf}' = 0{,}5\,k_0\left(\frac{\tau_c B_0}{1000}\right)^2\left(\frac{Zn}{1000}\right)^{1,5}, \qquad (51.2)$$

unde p_{sf}' reprezintă pierderile de suprafaţă în W/dm² de suprafaţă a dinţilor în întrefier; τ_c, pasul dinţilor în cm; Z numărul dinţilor; n, turaţia rotorului în rot/min; k_0, un coeficient ($k_0 = 81{,}1$ pentru tablă obişnuită de 0,5 mm grosime), iar B_0, amplitudinea pulsaţiei câmpului în întrefier;

$$B_0 = \beta\,k_c\,B_\delta. \qquad (51.3)$$

β este dat în fig. 57 în funcţie de $\frac{b}{\delta}$, b fiind deschiderea crestăturii, iar δ — grosimea întrefierului, k_c — factorul de contracţie (formula 19.10), iar B_δ — inducţia maximă în întrefier în gauşi. Se deosebesc pierderi de suprafaţă pentru dinţii statorici şi pentru cei rotorici. Pentru pierderile referitoare la dinţii statorici, toate constantele τ_c, B_0 şi Z (respectiv β şi k_c) se vor lua referitoare la dinţii rotorici şi invers. Notând cu S_1 şi S_2 suprafaţa în dm² a dinţilor statorici, respectiv rotorici, în întrefier şi cu p_{sf1}' şi p_{sf2}' pierderile specifice referitoare la stator, respectiv rotor, pierderile de suprafaţă vor fi:

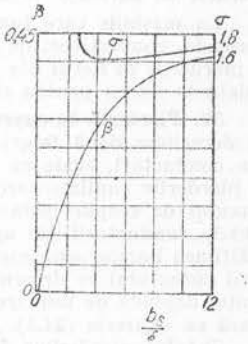


Fig. 57. Factorii β şi σ în funcţie de $\frac{b}{\delta}$.

$$p_{sf} = p_{sf1}'\,S_1 + p_{sf2}'\,S_2. \qquad (51.4)$$

Pierderile pulsatorii în dinţi se calculează cu expresiile:

$$\left.\begin{aligned} p_{p1} &= 0{,}5\ \sigma_f \left(\frac{B_{p1}}{10\,000}\right)^2 \left(\frac{Z_2 n}{1000}\right)^2 G_{z1}; \\ p_{p2} &= 0{,}5\ \sigma_f \left(\frac{B_{p2}}{10\,000}\right)^2 \left(\frac{Z_1 n}{1000}\right)^2 G_{z2}, \end{aligned}\right\} \tag{51.5}$$

unde: p_{p1} şi p_{p2} sunt pierderile pulsatorii în W; σ_f — un coeficient de pierderi egal cu 15,6 în cazul tolelor obişnuite de 0,5 mm; Z_1 şi Z_2 — numărul de dinţi statorici, respectiv rotorici; n — turaţia maşinii în rot/min; iar B_{p1} şi B_{p2} — amplitudinile pulsaţiilor inducţiei în dinţi:

$$B_{p1} = \frac{k_{c1}\,\gamma_2\,\delta}{2\tau_{c1}} B_{med\,1}; \quad B_{p2} = \frac{k_{c2}\,\gamma_1\,\delta}{2\tau_{c2}} B_{med\,2}; \tag{51.6}$$

$$\gamma_1 = \frac{\left(\frac{b_1}{\delta}\right)^2}{5 + \frac{b_1}{\delta}} \quad \text{şi} \quad \gamma_2 = \frac{\left(\frac{b_2}{\delta}\right)^2}{5 + \frac{b_2}{\delta}}, \tag{51.7}$$

în care: k_{c1} şi k_{c2} sunt factorii de contracţie (formula 19.10), iar $B_{med\,1}$ şi $B_{med\,2}$ sunt inducţiile în mijlocul dinţilor statorici, respectiv rotorici, în gauşi.

Obişnuit, se întrebuinţează tole de 0,5 mm grosime cu o cifră de pierderi de 3,0—3,6 W/kg. Dacă se urmăreşte un randament bun sau o încălzire redusă, sau dacă crestăturile sunt deschise, se utilizează tole de 0,5 mm grosime cu o cifră de pierderi de 2,3—2,6 W/kg, rareori tole de 0,3 mm, cu 1,5—1,6 W/kg.

La maşinile care funcţionează cu mult peste sau sub viteza de sincronism (cascade, convertizori de frecvenţă, regulatori de inducţie, etc.), trebue calculate şi pierderile în fierul din secundarul (obişnuit rotorul) maşinii. Acestea pot fi calculate la fel ca pentru stator, cu expresia (51.1).

52. **Pierderile în cupru (prin efect Lenz-Joule).** In bobinajele maşinii asincrone se deosebesc două feluri de pierderi: pierderile Lenz-Joule, datorite curentului din conductori, egale cu $R_c I^2$, R_c fiind rezistenţa măsurată în curent continuu, şi pierderile suplimentare, datorite efectului de refulare a curentului din cauza fluxului de scăpări prin crestătură. Aceste din urmă pierderi se manifestă mai ales la conductorii din apropierea întrefierului şi sunt cu atât mai mari cu cât înălţimea barelor este mai mare. Majorarea pierderilor în cupru prin efectul refulării curentului se determină cu ajutorul curbelor din fig. 24 *a*. Majorarea rezistenţei depinde de numărul u al conductorilor suprapuşi în crestătură. ξ se calculează cu expresia (24.1).

Totalul pierderilor Lenz-Joule atinge un minim când înălţimea conductorului unitar nu a depăşit înălţimea critică dată de relaţia:

$$k_{cr} = \sqrt{\frac{50}{f}\,\frac{b_c}{b_{Cu}}\,\frac{\sqrt{3}}{u}}. \tag{52.1}$$

Pierderile suplimentare în cupru se ridică, în acest caz, la 1/3 din pierderile normale. La înălţimi mai mari ale conductorului, se utilizează conductori cablaţi

au conductori compuşi (bare lamelateşi transpuneri). Adesea este suficient să-se execute sub formă de cablu numai conductorul din apropierea deschiderii crestăturii. Din relaţia (52.1) rezultă că pentru $f=50$, la o înfăşurare cu o bară pe crestătură, înălţimea barei nu trebue să depăşească circa 15 mm, iar la o înfăşurare cu 2 bare pe crestătură, aceeaşi înălţime nu trebue să depăşească circa 12 mm.

Pierderile totale în cupru vor fi deci:

$$p_{Cu} = R_{c1} I_1^2 \left[1 + \frac{l_i}{l_1}(k_{r1} - 1)\right] + R_{c2} I_2^2 \left[1 + \frac{l_i}{l_1}(k_{r2} - 1)\right], \tag{52.2}$$

l_i fiind lungimea ideală a maşinii, l_1 şi l_2 lungimea unei jumătăţi de spiră din stator, respectiv rotor, iar k_{r1} şi k_{r2} se determină după fig. 24 *a*.

STAS 1893-50 recomandă să se ia pierderile suplimentare în cupru ca un procent din puterea maşinii (0,5 %).

53. **Pierderile mecanice.** Pierderile mecanice (frecări şi ventilaţie) se determină, aproximativ, în % din puterea motorului, cu ajutorul expresiei:

$$p'_m = (0{,}7 \ldots 0{,}9) \sqrt[3]{\frac{n}{1\,000}} \sqrt[4]{\frac{1\,000}{P_2}}, \tag{53.1}$$

în care P_2 se exprimă în kW şi n în rot/min. La $n=3\,000$ rot/min, pierderile mecanice sunt cu circa 30—60 % mai mari decât cele determinate cu formula (53.1).

Pentru motoarele cu inele colectoare, care funcţionează tot timpul cu periile lăsate (de exemplu pentru reglajul vitezei prin variaţia rezistenţei circuitului rotoric), pierderile prin frecări sunt mărite. Pierderile prin frecare se pot majora astfel cu maximum 3 % din putere la motoarele mici (3 kW) şi circa 0,5 % la motoare mai mari (100 kW).

54. **Randament.** STAS 1893-50 prevede drept pierderi în fier şi pierderi mecanice ale maşinilor asincrone, pierderile în gol, adică puterea absorbită la mersul în gol, din care se scad pierderile ohmice corespunzătoare curentului de mers în gol. Drept pierderi Lenz-Joule se iau pierderile ohmice propriu zise şi se ţine seama de pierderile suplimentare în cupru, determinându-le separat, ca un procent de 0,5 % din puterea absorbită. Pierderile în cuprul rotoric pot fi determinate din alunecare prin relaţia:

$$\begin{aligned} p_{Cu2} &= (P_1 - p_{Cu\,1} - p_{Fe})\,s \text{ la maşinile polifazate;} \\ p_{Cu\,2} &= (P_1 - p_{Cu\,1} - p_{Fe})\,2s \text{ la maşinile monofazate.} \end{aligned} \tag{54.1}$$

Randamentul este dat de relaţia:

$$\eta = \frac{\text{puterea utilă}}{\text{puterea absorbită}} = \frac{P_2}{P_2 + \sum p}, \tag{54.2}$$

unde $\sum p$ este suma pierderilor în maşină la funcţionarea corespunzătoare puterii utile P_2.

55. **Incălzirea** maşinilor asincrone este tratată în alt capitol, privind încălzirea maşinilor electrice în general.

I. Maşini asincrone speciale

56. Maşina asincronă cu statorul în formă de arc. Maşina asincronă cu statorul în formă de arc, propusă de P. A. Fridkin, este reprezentată schematic în fig. 58. Aici *1* este statorul, executat ca un stator obişnuit de motor asincron, dar acoperind numai o parte a rotorului, *2* este partea rotitoare a maşinii acţionate (tambur, volant, etc.), servind drept rotor al motorului cu stator în formă de arc, iar *3* este lagărul pe care se sprijină rotorul. Unghiul α, sub care statorul cuprinde rotorul, poate varia în limite largi. Astfel, tipurile de stator în formă de arc pentru maşini de cardat au $\alpha = 18°$, iar la cele pentru morile de cărbuni unghiul α ajunge până la 70°. Pentru unghiuri mai mari, statorul se secţionează, adică se împarte în părţi care funcţionează independent.

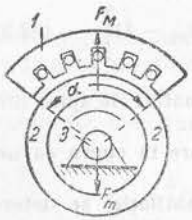


Fig. 58. Stator în formă de arc.

Statorul în formă de arc are o serie de particularităţi, care-i permit să deservească maşini cu caracteristice foarte diferite. Se remarcă, în primul rând, posibilitatea realizării de viteze care nu sunt submultipli ai vitezei de 3 000 rot/min la 50 Hz, lucru care în maşinile asincrone obişnuite nu este posibil. Se demonstrează că, dacă statorul în formă de arc are p perechi de poli şi cuprinde un unghi α, f_1 fiind frecvenţa curentului de alimentare, viteza sincronă a rotorului va fi:

$$n_s = \frac{60 f_1}{p} \frac{\alpha}{2\pi}, \tag{56.1}$$

α fiind exprimat în radiani.

A doua particularitate a statorului în formă de arc este aceea că el permite reglarea vitezei n_s în trepte mici, variind pasul polar pe stator. Expresia (56.1) se mai poate scrie, D_1 fiind diametrul interior al rotorului:

$$n_s = \frac{60 f_1}{p} \frac{\alpha D_1}{2\pi D_1} = \frac{60 f_1}{\pi D_1} 2\tau_p,$$

τ_p fiind pasul polar. Dar $\tau_p = m_1 q_1 \tau_{c1}$, unde m_1 este numărul fazelor, q_1 — numărul de crestături pe pol şi fază şi τ_{c1} — pasul crestăturii statorului. Considerând dimensiunea τ_{c1} dată, se poate varia pasul polar şi deci viteza n_s, prin schimbarea valorii lui q_1 (schimbând legăturile bobinajului cu ajutorul unui comutator special).

Altă particularitate a statorului în formă de arc este forţa de atracţie magnetică unilaterală între stator şi rotor, care în motoarele de execuţie normală se echilibrează. Aceste forţe în maşinile cu stator în formă de arc sunt relativ mari şi pot fi utilizate de exemplu pentru a micşora presiunea asupra palierului.

Trebue dată atenţie şi construcţiei rotorului, care de fapt face parte din maşina antrenată de motorul asincron cu statorul în formă de arc. Dacă conductibilitatea electrică a rotorului nu este suficientă, se aşează pe rotor o colivie obişnuită sau se acoperă rotorul cu un strat de cupru. Prin aceste măsuri se ameliorează simţitor caracteristicele de pornire şi de funcţionare ale statorului în formă de arc.

Printre neajunsurile statorului în formă de arc se menţionează: cos φ relativ scăzut, pierderi suplimentare însemnate, mai ales cele care iau naştere la capetele statorului («efect de margine»); aceste neajunsuri coboară simţitor randamentul instalaţiei şi deci conduc la condiţii grele de răcire. La cel mai bun prototip de stator în formă de arc executat în Uniunea Sovietică s'a reuşit să se obţină cos $\varphi = 0{,}72$ şi $\eta = 0{,}64$, la o putere de 1,5 kW.

57. Motorul asincron cu întrefier radial. Motorul asincron cu întrefier radial (fig. 59) nu a putut fi executat în mod economic decât atunci când progresele tehnice au permis soluţionarea principalelor dificultăţi inerente acestui tip de construcţie. Cea mai importantă dintre dificultăţi este aşezarea tolelor în formă de inel, crestăturile trebuind să rămână aliniate. O altă greutate o prezintă deformarea în timpul sudării. Deasemenea, rulmenţii trebue să fie de un tip special, pentru a prelua forţe axiale importante. Atracţia magnetică, de circa 1 kg/cm² de suprafaţă a întrefierului, nu scurtează însă în mod apreciabil viaţa rulmenţilor.

Lungimea acestui motor este cam jumătate din aceea a unui motor asincron normal, de aceleaşi caracteristice: diametrul este mai mare, însă numai cu câţiva centimetri. Volumul şi greutatea lui sunt de 4/5 — 2/3 din acelea ale unui motor normal, avantaj care compensează în parte dificultăţile de fabricaţie. Diametrul rotorului fiind mare, răcirea se face în condiţii mai bune ca la motoarele normale, iar randamentele sunt aproape egale.

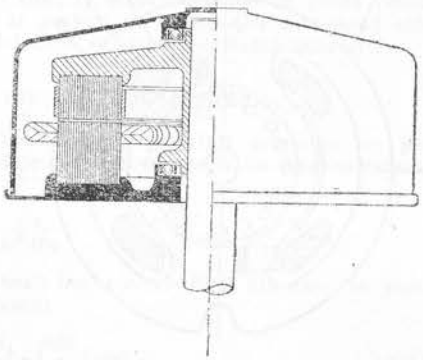


Fig. 59. Motorul asincron cu întrefier radial.

Având un GD^2 mare, cam de trei ori mai mare ca acela al motoarelor asincrone normale, motorul cu întrefier radial este avantajos în unele cazuri, spre exemplu la antrenarea maşinilor de ştanţat, dar dă rezultate rele în servicii unde pornirile şi schimbările de sens de rotire sunt dese. Motorul cu întrefier radial se construeşte pentru puteri mici şi medii, în special pentru maşini unelte, unde forma şi greutatea sa prezintă avantaje, mai cu seamă când motorul este aşezat în consolă sau cu axul vertical.

58. Cuplaj electromagnetic cu alunecare. Cuplajul electromagnetic cu alunecare este folosit drept cuplaj elastic între un motor primar şi un mecanism acţionat. Cuplajul se compune din: — partea condusă, deobicei partea interioară, reprezentând practic rotorul maşinii asincrone bobinat, sau, mai adeseori în scurtcircuit; — partea conducătoare exterioară, având poli aparenţi excitaţi prin curent continuu. Partea condusă a cuplajului este legată mecanic cu mecanismul acţionat, iar partea conducătoare cu motorul primar. In rotaţie, partea conducătoare excitată acţionează electromagnetic partea condusă şi o antrenează cu o alunecare oarecare s. Fenomenul care are loc este absolut analog cu cel din motorul asincron cu singura diferenţă că, aici câmpul învârtitor nu este creat cu ajutorul curenţilor alternativi polifazaţi, ci prin rotirea mecanică a unui câmp continuu. In regim stabil de funcţionare, alunecarea cuplei electromagnetice este de $s = 1 \ldots 2\%$. Reglând excitaţia polilor se poate cupla şi decupla partea condusă de partea conducătoare. Pe lângă aceasta, pentru fiecare excitaţie dată, cupla electromagnetică are un cuplu de desprindere determinat şi, deci, constitue o siguranţă care protejează motorul primar de supraîncărcări prea mari. Executând partea condusă cu dublă colivie, se poate obţine o cuplă ce poate desvolta cupluri de pornire însemnate. Principalul domeniu de utilizare a cuplelor electromagnetice sunt instalaţiile elicelor vapoarelor. In ultimul timp aceste cuple se utilizează şi în instalaţiile aerodinamice. Puterea unei instalaţii de acest fel este de 8 800 kW.

58 bis. **Micromotoare asincrone.** Pentru motoarele asincrone de foarte mică putere (de ordinul waţilor sau zecilor de waţi) construcţia obişnuită ar da dificultăţi deosebit de mari, pentru care motiv aceste motoare se execută altfel decât

cele de puteri mici, medii şi mari. Deasemenea, spre deosebire de motoarele de puteri mai mari, la micromotoare nu se cere cuplu de pornire mare, randament şi factor de putere ridicat, ci mai ales o construcţie simplă şi posibilitatea de a le racorda la o reţea monofazată.

Din aceste motive, cea mai largă răspândire o are micromotorul asincron monofazat cu pol ecranat (fig. 59 a). In esenţă acest motor are statorul S prevăzut cu poli aparenţi, pe cari este aşezat bobinajul B. O parte din suprafaţa polului este ecranată cu ajutorul unei spire scurtcircuitate E. In acest mod se realizează un decalaj în timp şi spaţiu între fluxul porţiunii neecranate a polului şi fluxul ce străbate spira scurtcircuitată. Acest lucru este necesar pentruca motorul să pornească singur. Rotorul R al micromotorului este deobicei prevăzut cu colivie din bare rotunde. Uneori colivia poate fi înlocuită cu un cilindru gol din cupru (sau aluminiu) care acoperă suprafaţa exterioară a rotorului. Dacă se cere ca rotorul micromotorului să aibă un moment de inerţie foarte mic, fierul rotorului se face fix şi în întrefier se roteşte numai cilindrul gol, confecţionat deobicei din aluminiu. In aceiaşi ordine de idei, în cazul când se cer turaţii mici, rotorul poate să fie executat sub forma unui disc (de cupru sau aluminiu) ce se roteşte între polii unui electromagnet excitat în curent alternativ, prevăzut cu spiră în scurtcircuit (fig. 59 b).

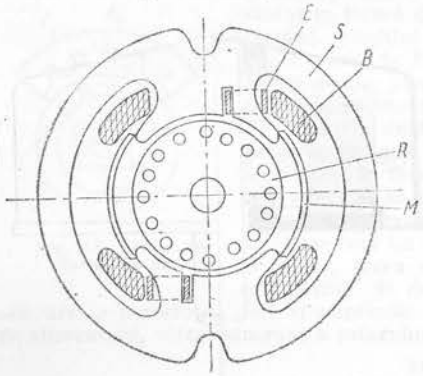


Fig. 59 a. Micromotor asincron monofazat cu rotor în colivie.

In toate cazurile sensul de învârtire al rotorului este dinspre porţiunea neecranată a polului spre cea ecranată. Pentru a obţine un cuplu de pornire maxim, raportul dintre suprafaţa porţiunii ecranate a polului şi suprafaţa totală a polului ar trebui să fie de circa 2:3. In mod curent însă acest raport se ia de circa 1:3, întrucât deobicei nu se cere un cuplu de pornire ridicat şi totodată se realizează o economie de cupru în bobinaj.

Din cauza numărului redus de crestături ale rotorului (în cazul rotorului cu colivie), cuplurile parazite pot avea valori importante în cazul unui întrefier mic. Pentru a evita acest fenomen supărător, micromotoarele asincrone monofazate cu pol ecranat se execută cu întrefier relativ mare (0,35 — 0,5 mm, uneori chiar mai mult). Prin mărirea întrefierului se micşorează însă eficacitatea ecranării. Pentru a compensa acest fenomen, porţiunea ecranată a polului se leagă cu porţiunea neecranată a polului vecin printr'un şunt magnetic (M în fig. 59 a) de anumită reluctanţă.

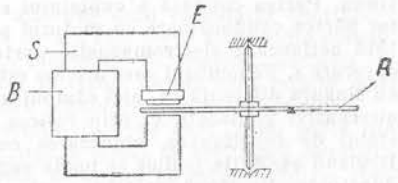


Fig. 59 b. Micromotor asincron monofazat cu rotor în formă de disc.

Datorită întrefierului relativ mare şi a şuntării polilor, fluxul de scăpări al acestor motoare este foarte mare. Din aceleaşi motive, factorul de putere este foarte mic (0,1—0,5). Randamentul acestor micromotoare este deasemenea mic (20—70%), iar cuplul de pornire este de 30—70% din cuplul nominal. Mai trebue adăogat că aceste motoare au şi o alunecare mare (până la 15%). Fiind însă vorba de puteri foarte mici, caracteristicele slabe ale micromotoarelor asincrone monofazate nu prezintă nici un neajuns practic, aceste deficienţe fiind compensate integral prin simplitatea extremă a construcţiei lor.

Domeniul de utilizare al micromotoarelor asincrone monofazate cu pol ecranat este foarte vast. Intre altele, ele se utilizează la acţionări casnice, ventilatoare mici, patefoane, etc. Micromotoarele asincrone mai au o întrebuinţare foarte largă şi la servosisteme, ca servomotoare. Mărind mult rezistenţa rotorică a acestor motoare, se poate realiza o caracteristică cuplu-viteză aproape liniară, care prezintă avantaje mari în servosisteme. In fine, la aceste motoare se poate realiza şi schimbarea sensului de rotaţie, dacă se prevăd pe fiecare pol câte două spire (câte una pentru fiecare sens de rotaţie) care se scurtcircuitează succesiv.

J. Dimensionarea maşinilor asincrone

59. **Relaţii pentru dimensionare.** Dimensionarea maşinii asincrone se porneşte ca la celelalte categorii de maşini dela constanta maşinii. In locul constantei obişnuite:

$$C = \frac{S_1}{D^2 l n_s},$$

G. N. Petrov propune o constantă mult mai convenabilă, din care se poate determina direct pasul polar τ_p şi anume:

$$\tau_p = C_\tau \left(\frac{S_1}{p^{1,5}}\right)^{0,29} \text{[cm]}, \tag{59.1}$$

unde S_1 este puterea aparentă absorbită de motor, în kVA, p numărul de perechi de

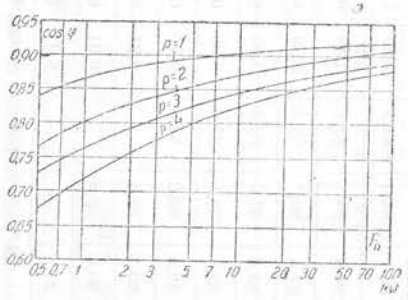


Fig. 60. Factorul de putere al motoarelor asincrone normale până la 100 kW.

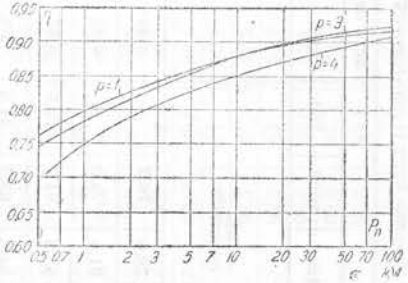


Fig. 61. Randamentul motoarelor asincrone normale până la 100 kW.

poli, iar C_τ este constanta pasului polar al maşinii care are următoarele valori, pentru orice maşină asincronă normală:

$C_\tau = 8{,}9-7{,}9$ la maşini lungi şi mai ieftine (caracteristice mai slabe);

$C_\tau = 9{,}9-8{,}9$ la maşini scurte, cu cos φ şi randament ridicat.

Puterea aparentă se determină din expresia:

$$S_1 = \frac{P_2}{\eta \cos \varphi}; \tag{59.2}$$

η şi cos φ se iau din STAS 1764-59 (tabelele 8 şi 9) sau din curbele din fig. 60, 61, 62 şi 63.

Tabela 8. Motoare asincrone trifazate cu rotorul în scurtcircuit (conform STAS 1764-50)

Putere nominală kW	Viteze de sincronism, rot/min														
	3000	1500—750	3000	1500	1000	750	3000	1500	1000	750	3000—750	3000—1000	750	3000—1500	1000—750
	Intrefier normal minimum, mm.		η% minimum				cos φ minimum				$\frac{M_p}{M_n}$ min.	$\frac{M_M}{M_n}$ minimum		$\frac{I_p}{I_n}$ maximum	
1	0,35	0,30	78,5	78,6	76,7	—	0,86	0,788	0,72	—	1,6	2	1,6	7,2	6,5
1,7	0,35	0,30	81,5	81,5	79,6	—	0,86	0,818	0,754	—					
2,8	0,40	0,35	83,2	83,3	81,7	79,5	0,87	0,831	0,773	0,71					
4,5	0,40	0,35	84,7	84,8	83,5	81,8	0,88	0,845	0,793	0,75					
7	0,50	0,40	86	86	84,9	83,5	0,89	0,856	0,81	0,778	1,2				
10	0,65	0,40	86,5	86,8	85	84,7	0,89	0,864	0,82	0,795					
14	0,65	0,40	87	87,5	86,7	85,7	0,89	0,87	0,829	0,808					
20	0,80	0,50	87,5	88,8	87,6	86,8	0,90	0,876	0,838	0,820					
28	0,80	0,50	88	89	88,4	87,6	0,90	0,88	0,845	0,829					
40	0,80	0,50	89	89,6	89,2	88,6	0,90	0,884	0,852	0,838	0,9	2		6,5	
55	100	0,65	89,5	90,1	89,8	—	0,91	0,886	0,857	—					
75	100	0,65	90	90,6	90,4	—	0,91	0,888	0,863	—					
100	1,25	0,80	90,5	91	—	—	0,91	0,889	—	—					

Observaţii. Valorile sunt valabile până la tensiuni de 600 V pe fază.

Tabela 9. Motoare asincrone trifazate cu rotorul bobinat

Puterea nominală kW	Viteza de sincronism rot/min													
	3000	1500—750	3000	1500	1000	750	600	3000	1500	1000	750	600	3000—1000	750
	Intrefier normal minimum. mm		η% minimum					cos φ minimum					$\frac{M_M}{M_n}$ minimum	
1	0,35	0,30	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	2	16
1,7	0,35	0,30	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—		
2,8	0,40	0,35	—	—	76,8	74,4	—	—	—	0,746	0,688	—		
4,5	0,40	0,35	80	81,8	80,2	76,8	—	0,857	0,83	0,766	0,725	—		
7	0,50	0,40	81,4	83,5	82,1	80,5	—	0,867	0,842	0,781	0,748	—		
10	0,65	0,40	82,6	84,6	83,4	82,1	—	0,871	0,85	0,792	0,762	—		
14	0,65	0,40	83,8	85,5	84,6	83,5	—	0,878	0,856	0,803	0,773	—		
20	0,80	0,50	85,5	86,5	85,7	84,8	—	0,883	0,863	0,812	0,786	—		
28	0,80	0,50	86,8	87,3	86,6	85,8	—	0,884	0,867	0,82	0,799	—		
40	0,80	0,50	87,6	88,1	87,6	87	86,5	0,885	0,871	0,828	0,81	0,74	2	
55	1,00	0,65	88,2	88,7	88,3	88,2	87,4	0,886	0,875	0,835	0,819	—		
75	1,00	0,65	88,8	89,2	89,2	89,2	88,9	0,888	0,878	0,842	0,83	0,778		
100	1,25	0,80	89,3	89,9	89,8	89,5	89,2	0,892	0,882	0,853	0,838	0,793		
125	1,25	0,80	—	91,3	91	90,7	90,5	—	0,887	0,863	0,844	0,804		
150	1,25	0,80	—	91,7	91,4	91,2	91	—	0,891	0,867	0,849	0,813		
200	1,5	1,00	—	92,2	92	91,7	91,6	—	0,894	0,872	0,855	0,825		
250	1,5	1,00	—	92,5	92,3	92,1	92	—	0,896	0,876	0,860	0,834		
300	—	—	—	92,8	92,7	92,5	92,4	—	0,898	0,879	0,864	0,84		
400	—	—	—	93,2	93,1	92,9	92,8	—	0,9	0,883	0,869	0,85		

Observaţie. Valorile pentru motoare până la 100 kW cu excepţia celor de 600 rot/min sunt conform STAS 1764-50
Valorile sunt valabile pentru tensiuni până la 600 V/fază.

Pentru dimensionare este mai bine să se plece dela valorile η şi $\cos\varphi$ din fig. 60, 61, 62 şi 63, pentru a nu supradimensiona maşina. Caracteristicele maşinii definitive trebue însă să satisfacă obligatoriu cerinţele STAS 1764-50.

In fig. 60 si 61 sunt date η şi $\cos\varphi$ pentru motoarele până la 100 kW, fără

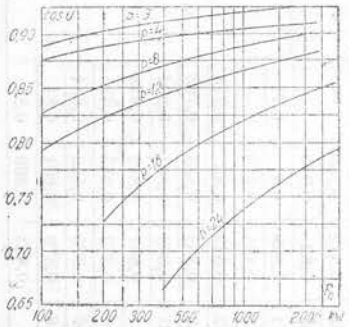


Fig. 62. Factorul de putere al motoarelor asincrone normale cu inele colectoare, de 100—3000 kW.

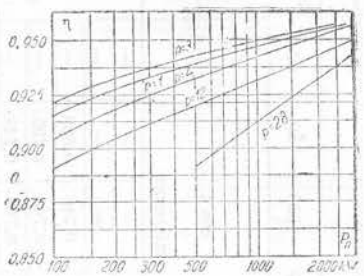


Fig. 63. Randamentul motoarelor asincrone normale cu inele colectoare, de 100 — 3000 kW.

inele colectoare, iar în fig. 62 şi 63 sunt date η şi $\cos\varphi$ pentru motoare de 100—3 000 kW cu inele colectoare.

Numărul de perechi de poli p se determină din expresia cunoscută:

$$p = \frac{60 f_1}{n_s},$$

unde n_s este turaţia sincronă a motorului, în rot/min, iar f_1 frecvenţa reţelei de alimentare, în Hz.

Diametrul interior al statorului se determină din expresia:

$$\pi D = 2p\tau_p . \tag{59.3}$$

Pentru alegerea definitivă a diametrului interior este necesară cunoaşterea diametrului exterior al statorului D_e; acesta se poate determina aproximativ prin formula:

$$D_e \approx D + (0{,}8 \ldots 1{,}0)\,\tau_p . \tag{59.4}$$

Pentru maşini cu ventilaţie radială, de putere cuprinsă între 1—100 kW, se pot utiliza şi următoarele expresii:

$$\left.\begin{aligned} D_e &= (1{,}59 \ldots 1{,}56)\,D \text{ pentru } 2p = 4;\\ D_e &= (1{,}43 \ldots 1{,}41)\,D \text{ pentru } 2p = 6;\\ D_e &= (1{,}39 \ldots 1{,}33)\,D \text{ pentru } 2p = 8. \end{aligned}\right\} \tag{59.5}$$

Se impune însă ca, în aceste cazuri, diametrul exterior să nu depăşească mărimea maximă $D_{e\,max} = 990$ mm. La diametre superioare, statorul maşinii nu se poate face dintr'o bucată, ci din segmenţi.

După determinarea diametrului exterior, din expresiile (59.4) sau (59.5), se alege diametrul normal cel mai apropiat şi se recalculează diametrul interior.

Lungimea ideală a maşinii se determină din relaţia:

$$l_i = \frac{6{,}1\, S_1\, 10^{11}}{\alpha_i f_B \xi_1 A B_\delta D^2 n_s}\,[\text{cm}], \tag{59.6}$$

unde:

S_1 este puterea aparentă absorbită în kVA;
α_i — factorul de acoperire ideală a polului;
f_B — factorul de formă al câmpului;
ξ_1 — factorul de bobinaj statoric;
A — pătura de curent a statorului în A/cm;
B_δ — inducţia maximă în întrefier în gauşi;
D — diametrul interior al statorului în cm;
n_1 — turaţia sincronă a motorului în rot/min.

Pentru abordarea calculului, se ia $\alpha_i \approx 0{,}68 \ldots 0{,}70$; $f_B \approx 1{,}09 \ldots 1{,}10$ şi $\xi_1 \approx 0{,}92 \ldots 0{,}96$. A şi B_δ se determină din fig. 64 în funcţie de pasul polar τ_p şi numărul de perechi de poli.

Statorul se face obişnuit din pachete de tole de 40 — 55 mm lungime şi se lasă canale de ventilaţie de 10 sau

Fig. 64. B_δ şi A în funcţie de pasul polar τ_p şi numărul de perechi de poli p.

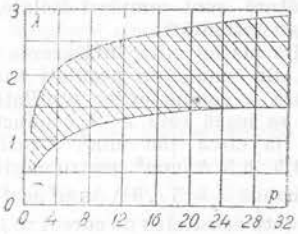


Fig. 65. $\lambda = \frac{l_i}{\tau_p}$ în funcţie de numărul de perechi de poli p.

12 mm lăţime. Până la lungimi de stator de 180 — 200 mm, nu se fac canale de ventilaţie.

După determinarea lungimii ideale a maşinii, se verifică raportul $\lambda = \frac{l_i}{\tau_p}$ cu diagrama din fig. 65.

Pentru determinarea numărului de spire ale bobinajului statoric, se calculează fluxul pe pol cu expresia (19.7):

$$\Phi = \alpha_i B_\delta \tau_p l_i .$$

luând într'o primă aproximaţie $\alpha_i = 0{,}68 \ldots 0{,}70$; apoi din expresia (19.8) se calculează numărul de spire:

$$w_1 = \frac{\dfrac{1}{1+\tau_1} U_1}{4 f_B \xi_1 f_1 \Phi}\, 10^8 .$$

Factorul $k_E = \frac{1}{1 + \tau_1}$ se ia după fig. 15, iar f_B şi ξ_1 se aproximează $f_B \approx 1{,}09 \ldots 1{,}10$ şi $\xi_1 \approx 0{,}92 \ldots 0{,}96$ (pentru maşini trifazate).

Numărul de spire care rezultă se rotunjeşte la o valoare multiplă a numărului de crestături pe fază şi se recalculează noile valori pentru flux şi inducţie în întrefier. Numărul de crestături pe pol şi fază q_1 se ia între 2 şi 8, după pasul polar şi tensiune. La tensiuni mai mari, pentru realizarea unei utilizări mai bune a spaţiului, se ia q_1 mai mic decât la tensiunile mai mici. Pasul crestăturii statorice este de 20 – 45 mm, valorile ridicate referindu-se la maşini cu pasul polar mare. Raportul între lăţimea crestăturii şi grosimea dintelui se alege astfel încât:

$$B_{d\,mediu} = 13\,000 \ldots 17\,000 \text{ gauşi};$$

$$B_{d\,maxim} \leqslant 22\,000 \text{ gauşi}.$$

La maşini cu frecvenţa de 25 şi 16 $^2/_3$ Hz se poate lua inducţia medie cu circa 15–20% mai mare. Raportul între adâncimea şi lăţimea crestăturii nu trebue să treacă de 4–6, din cauza creşterii accentuate a fluxului de scăpări.

La maşinile mici crestăturile statorului se fac semiînchise; la maşinile mari ele se fac semiînchise sau deschise, închise uneori prin pene de fier (pene magnetice). Utilizarea crestăturilor deschise dă posibilitatea, în special la tensiuni înalte, să se folosească bobine lucrate pe şablon, netăiate, care înainte de a fi introduse în crestătură sunt complect izolate, prezentând astfel garanţia unei bune izolaţii a întregii înfăşurări.

La maşini mici, înfăşurarea statorică se execută din sârmă rotundă, la celelalte, din conductori profilaţi sau din cablu. Din motive tehnologice secţiunea unitară a conductorilor profilaţi nu depăşeşte circa 30 mm². La curenţi mai mari se leagă câte 2–4 conductori în paralel. La cabluri se ia secţiunea unitară până la circa 150 mm². Densitatea de curent în bobinajul statorului se ia $J_s = 4{,}5 \ldots 6{,}5$ A/mm² pentru maşini normale cu ventilaţie radială; până la 100 kW se recomandă $J_s = 5 \ldots 6$ A/mm² pentru maşini cu $\lambda \leqslant 1{,}1$ (nu prea lungi). La maşini capsulate densitatea de curent se ia $J_s = 3{,}5 \ldots 4{,}5$ A/mm². Pentru maşini mari, peste 100 kW, cu ventilaţie radială, cu pachete de 40–53 mm lungime, se ia $J_s = 4{,}5 \ldots 5{,}5$ A/mm².

Distanţele înfăşurării faţă de fier (a), a capetelor de bobină faţă de capetele de bobină alăturate (b), şi depăşirile manşoanelor (c) sunt date, aproximativ, de

$$a = 10 + 3\,U_1 \text{ mm};$$
$$b = 10 + 2\,U_1 \text{ mm};$$
$$c = 10 + (5 \ldots 8)\,u_1 \text{ mm},$$

în care U_1 este tensiunea între faze, în kV.

Inducţiile în fierul maşinii se aleg în limitele date în tabela 10.

Tabela 10. Inducţii în maşinile asincrone

Jug stator		10 000 – 15 000 gauşi
Dinţi stator	pentru secţiunea cea mai îngustă	16 000 – 21 000 gauşi
	pentru mijlocul dintelui	13 000 – 17 000 gauşi
Dinţi rotor	pentru secţiunea cea mai îngustă	16 000 – 22 000 gauşi
	pentru mijlocul dintelui	14 000 – 18 000 gauşi
Jug rotor		10 000 – 16 000 gauşi

La frecvenţa 25 şi 16 $^2/_3$ Hz se pot lua valorile mărite cu 15–20%. Valorile mari din tabelă se referă la maşinile mici şi rapide, iar cele mici la maşini mari şi lente.

Grosimea întrefierului se ia din curbe şi tabele, sau se calculează cu formula empirică:

$$\delta = 3\,(4 + 0{,}7\,\sqrt{Dl_1})\,10^{-2} \text{ [mm]},$$

D şi l_1 fiind diametrul interior al statorului şi lungimea totală a statorului în cm. În fig. 66 şi 67 sunt date curbe pentru determinarea întrefierului. Intrefierul se mai poate lua şi conform tabelei 11, sau din STAS 1764-50.

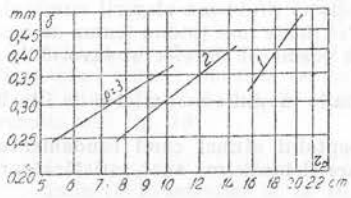


Fig. 66. Intrefierul maşinilor asincrone normale.

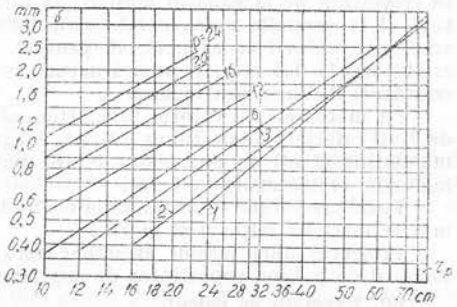


Fig. 67. Intrefierul maşinilor asincrone normale.

Tabela 11

Puterea kW	0–0,2	0,2–1	1–2,5	2,5–5	5–10	10–20	20–50	50–100	100–200	200–300
δ în mm pentru 3 000 rot/min	0,25	0,3	0,35	0,4	0,5	0,65	0,8	1,0	1,25	1,5
δ în mm pt. 1500 –500 rot/min	0,2	0,25	0,3	0,35	0,4	0,4	0,5	0,65	0,8	1,0

Pentru a avea un curent de magnetizare cât mai mic, întrefierul se reduce atât cât este posibil din punct de vedere mecanic. Dacă grosimea întrefierului este neuniformă, apare o atracţie magnetică laterală. La o excentricitate de ε mm, această atracţie laterală este dată aproximativ de expresia:

$$F = \frac{2}{3}\,\pi\,Dl_1\,\frac{\varepsilon}{1{,}15\,\delta} \text{ [kg]}. \qquad (59.7)$$

În mod curent, numărul de crestături pe pol şi fază la rotor se ia diferit decât la stator. Se evită adoptarea unor numere egale de crestături pe pol şi fază la stator şi la rotor, cum şi raportul 1:2 între aceste numere, pentru a nu se produce câmpuri locale.

La motoarele cu rotorul bobinat, numărul de crestături pe pol şi fază în rotor q_2, se ia în funcţie de pasul polar τ_p şi de numărul de crestături pe pol şi fază statorice q_1, precum urmează:

$$\tau_p = 15 - 25 \text{ cm}; \quad q_2 = (1{,}15 \ldots 1{,}3)\,q_1;$$
$$\tau_p = 25 - 35 \text{ cm}; \quad q_2 = (0{,}7 \ldots 0{,}9)\,q_1 \text{ sau } (1{,}15 \ldots 1{,}3)\,q_1;$$
$$\tau_p > 35 \text{ cm}; \quad q_2 = (0{,}7 \ldots 0{,}9)\,q_1.$$

Numărul de faze rotorice, în mod normal, se ia egal cu 3. Tensiunea rotorică, pe fază, se ia cuprinsă între 40—100 V, pentru puteri până la 10 kW, 120—250 V până la 100 kW. Densitatea de curent în bobinajul rotoric se ia $J_r = 5...7$ A/mm²; la motoarele capsulate se ia cu 10—15 % mai mică.

Bobinajul rotorilor cu inele ai maşinilor până la circa 10 kW se execută în formă de bobine, iar până la 50 kW cu două bare pe crestătură. Izolaţia rotorilor cu bobine se execută la fel ca la înfăşurarea statorică. La bobinajul cu două bare pe crestătură, fiecare bară este izolată cu bandă albă sau hârtie lăcuită şi introdusă în crestătură pe la capătul maşinii; la înfăşurările cu mai multe bare pe crestătură şi la maşinile mari, barele sunt introduse prin deschiderea crestăturii. In acest caz, rotorii se execută, în general, cu crestături semiînchise (deschiderea crestăturii 1—1,5 mm) şi numai uneori, în special la rotoarele în scurtcircuit, cu crestături deschise sau închise.

La motoarele cu rotorul în scurtcircuit (colivie) problema alegerii numărului de dinţi rotorici este destul de dificilă. Alegerea se poate face ţinând seama de recomandaţiile făcute în paragraful 18. Se va ţine seama şi de efectul favorabil al înclinării crestăturilor (v. § 18).

Pasul crestăturii rotorului se ia de 7—12 mm la maşinile mai mici şi de 12—25 mm la maşinile mijlocii şi mari.

Proiectul unei maşini asincrone este acceptabil atunci când randamentul, factorul de putere, capacitatea de supraîncărcare şi încălzirea sunt satisfăcătoare.

60. Exemplu de calcul.

α) *Datele.* Calculul unui motor asincron trifazat, cu rotorul în scurtcircuit, cu bare înalte. Motorul funcţionează în condiţii normale (temperatura mediului ambiant maximum 35 °C) şi este protejat numai contra stropilor de apă. Funcţionarea de durată (100 %).

Datele nominale ale motorului:

Puterea nominală $P_n = P_2 = 28$ kW;

Tensiunea nominală $U_n = 380/220$ V;

Turaţia sincronă $n_s = 750$ rot/min;

Frecvenţa reţelei $f_1 = 50$ Hz.

β) *Stabilirea dimensiunilor principale ale maşinii.* Din diagramele fig. 60 şi fig. 61 se găseşte pentru $P_n = 28$ kW şi $p = \frac{60 f_1}{n_s} = \frac{60 \cdot 50}{750} = 4$:

$$\cos \varphi \approx 0{,}86 \text{ şi } \eta = 0{,}875.$$

Puterea aparentă absorbită de motor, conform relaţiei (59.2) este:

$$S_1 = \frac{P_2}{\eta \cos \varphi} = \frac{28}{0{,}875 \cdot 0{,}86} = 37{,}2 \text{ kVA}.$$

Maşina fiind de putere relativ mică şi turaţie mijlocie, caracteristicele de funcţionare se pot lua mai slabe. Deaceea, pentru determinarea pasului polar cu ajutorul relaţiei (59.1), se ia $C_\tau = 7{,}9$. Rezultă:

$$\tau_p = C_\tau \left(\frac{S_1}{p^{1,5}}\right)^{0,29} = 7{,}9 \left(\frac{37{,}2}{4^{1,5}}\right)^{0,29} = 12{,}35 \text{ cm}.$$

Diametrul interior al statorului va fi, conform (59.3):

$$D = \frac{2p\,\tau_p}{\pi} = \frac{2 \cdot 4 \cdot 12{,}35}{3{,}14} = 31{,}5 \text{ cm}.$$

Diametrul exterior al statorului conform (59.5), este:

$$D_e = 1{,}36\, D = 1{,}36 \cdot 31{,}5 = 42{,}8 \text{ cm}.$$

Diametrul normal cel mai apropiat este:

$$D_e = 423 \text{ mm} = 42{,}3 \text{ cm}.$$

Diametrul interior al statorului, se ia:

$$D = 300 \text{ mm} = 30 \text{ cm}.$$

Rezultă:

$$\tau_p = \frac{\pi D}{2p} = \frac{\pi \cdot 30}{2 \cdot 4} = 11{,}78 \text{ cm}.$$

Lungimea ideală a maşinii rezultă din expresia (59.6). Materialul maşinii fiind bine utilizat, maşina va lucra saturată şi cu o pătură de curent mai mare decât cea indicată în fig. 64. Considerând un factor de saturaţie k_s de circa 2, rezultă din fig. 16:

$$\alpha_i = 0{,}79 \text{ şi } f_B = 1{,}05.$$

Inducţia în întrefier se ia $B_\delta = 6\,600$ gauşi, mai mică decât cea indicată în fig. 64, însă pătura de curent se ia mai mare $A = 360$ A/cm.

Evaluând $\xi_1 \approx 0{,}9$, se obţine:

$$l_i = \frac{6{,}1\, S_1\, 10^{11}}{\alpha_i f_B \xi_1 A\, B_\delta D^2 n_s} = \frac{6{,}1 \cdot 37{,}2 \cdot 10^{11}}{0{,}79 \cdot 1{,}05 \cdot 0{,}9 \cdot 360 \cdot 6\,600 \cdot 30^2 \cdot 750} = 19 \text{ cm}.$$

Raportul $\lambda = \frac{l_i}{\tau_p} = \frac{19}{11{,}78} = 1{,}61$ se încadrează în domeniul dat în fig. 65, deci lungimea ideală nu este prea mare. Cum lungimea ideală a maşinii nu întrece 22 cm, se poate face maşina fără canale de ventilaţie, adică $l = l_{Fe} = l_i = 19$ cm.

Fluxul pe pol este:

$$\Phi = \alpha_i B_\delta \tau_p l_i = 0{,}79 \cdot 6\,600 \cdot 11{,}78 \cdot 19 = 1{,}17 \cdot 10^6 \text{ maxwelli}.$$

Din fig. 15 se determină, pentru $p = 4$, $k_E = \frac{1}{1 + \tau_1} = 0{,}96$. Numărul de spire pe fază va fi deci:

$$w_1 = \frac{\frac{1}{1+\tau_1} U_1\, 10^8}{4 f_B \xi_1 f_1 \Phi} = \frac{0{,}96 \cdot 220 \cdot 10^8}{4 \cdot 1{,}05 \cdot 0{,}9 \cdot 50 \cdot 1{,}17 \cdot 10^6} = 95{,}7 \approx 96 \text{ spire}.$$

Se alege numărul de crestături pe pol şi fază $q_1 = 3$. Pasul crestăturii statorice este:

$$\tau_{\theta 1} = \frac{\pi D}{2 m_1 p q_1} = \frac{\pi \cdot 30}{2 \cdot 3 \cdot 4 \cdot 3} = 1{,}31 \text{ cm}.$$

Numărul de spire determinat $w_1 = 96$ este divizibil prin numărul de crestături pe fază $2\,p\,q_1 = 24$, deci bobinajul se poate executa.

Se execută 24 semibobine pe fază; cu două căi de curent în paralel, vor fi 12 semibobine, a câte 8 spire fiecare, în serie pe o fază.

Curentul pe fază de bobinaj, la sarcina nominală, este:

$$I_1 = \frac{S_1}{3\,U_1} = \frac{37\,200}{3\,.\,220} = 56{,}4\ \text{A},$$

iar pe o cale de curent este pe jumătate (28,2 A).

Se execută fiecare semibobină din trei sârme de 1,45 mm diametru, în paralel. Secţiunea unei sârme este de 1,65 mm², deci densitatea de curent statorică este:

$$J_s = \frac{56{,}4}{3\,.\,2\,.\,1{,}65} = 5{,}7\ \text{A/mm}^2,$$

valoare care este cuprinsă în limitele recomandate.

Sârma de bobinaj este izolată cu dublu strat de bumbac (*BB*). Grosimea izolaţiei este de 0,3 mm (creşterea diametrului), deci sârma izolată va avea un diametru de 1,75 mm.

Crestătura statorică are formă trapezoidală, astfel ca dintele să aibă secţiune constantă. Forma şi dimensiunile crestăturii şi aranjamentul conductorilor în crestătură sunt date în fig. 68. Crestătura este izolată cu două straturi de preşpan de 0,2 mm grosime şi un strat de pânză uleiată de 0,2 mm grosime, aşezată între cele două foi de preşpan. Restul detaliilor se văd în fig. 68.

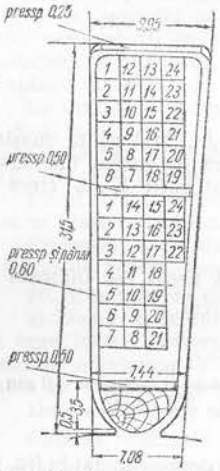


Fig. 68. Crestătura statorică, izolaţia şi aranjamentul conductorilor.

Bobinajul statoric se face cu pas scurtat $S = 7\,\tau_c$ (pasul diametral ar fi de 9 crestături), cu scurtarea:

$$\beta = \frac{S}{\tau_p} = \frac{7}{9} = 0{,}778.$$

Coeficientul de bobinaj statoric va fi:

$$\xi_1 = \xi_{r1} \cdot \xi_{s1} = \frac{\sin \beta \dfrac{\pi}{2}}{2\,q_1 \sin \dfrac{\pi}{6q_1}} = \frac{\sin \dfrac{7}{9}\dfrac{\pi}{2}}{2 \cdot 3 \sin \dfrac{\pi}{6 \cdot 3}} = 0{,}902\,.$$

Acum se poate recalcula fluxul şi inducţia în întrefier:

$$\Phi = \frac{\dfrac{1}{1+\tau_1}\,U_1 \cdot 10^8}{4\,f_B\,\xi_1\,f_1\,w_1} = \frac{0{,}96 \cdot 220 \cdot 10^8}{4 \cdot 1{,}05 \cdot 0{,}902 \cdot 50 \cdot 96} = 1{,}163 \cdot 10^6 \text{ maxwelli},$$

$$B_\delta = \frac{\Phi}{\alpha_i\,l_i\,\tau_p} = \frac{1{,}163 \cdot 10^6}{0{,}79 \cdot 19 \cdot 11{,}78} = 6\,580 \text{ gauşi}.$$

În rotor se aleg $Z_2 = 58$ crestături, după tabela 12.

Tensiunea pe bară, după relaţia (21.4) este:

$$E_b = \frac{U_1}{1+\tau_1}\,\frac{1}{2\,\xi_1\,w_1} = 220 \cdot 0{,}96\,\frac{1}{2 \cdot 0{,}902 \cdot 96} = 1{,}22\ \text{V}.$$

Tabela 12. Numărul de crestături rotorice (rotor în scurtcircuit) în funcţie de crestăturile statorice din experienţa de până acum în diverse construcţii

p	Z_1	Z_2	p	Z_1	Z_2	p	Z_1	Z_2	p	Z_1	Z_2	p	Z_1	Z_2
1	18	12	2	24	18	3	36	20	4	48	26	5	60	48
		16			30			22			30			52
		22		36	24			26			34			68
		24			30			28			36			72
	24	18			42			44			38			74
		20		48	30			46			58		90	72
		22			36		54	34			60			74
		28			38			36		72	42			76
		30			40			38			46			78
	30	18			58			40			48			102
		22			60			44			50			104
		24		60	36			46			52			106
		34			42			62			54			108
		36			48			64			58			112
	36	24			50			68			60		120	96
		28			70		72	44			62			98
		30			72			46			82			102
		46			74			50			84			104
	42	24		72	42			52			86			136
		30			48			54			90			138
		34			54			56		96	54			142
		36			58			58			58			144
		48			60			62			60			146
		52			62			82			62			148
	48	30			82			86			66		150	122
		36			86			88			70			124
		40			90			90			72			126
		58		84	48		90	50			74			128
		60			54			52			78			172
	54	30			60			54			82			174
		36			66			56			110			176
		46			70			58			114			178
		48			72			62			118			182
		60			90			64			120			184
		64			94			68		120	98			186
		66			96			70			102			188
	60	36			98			72			138		180	144
		48			102			74			142			146
		50		96	78			76			146			148
		52			110			94			150			152
		70			114			98		144	118			154
		72			118			100			122			156
	72	48						104			126			158
		52						106			162			204
		54						110			166			206
		60						112			170			208
		66					108	86			174			212
		76						88			178			214
		82						92						216
		90						94						218
								122						222
								124						224
								128						
								130						
								134						
							126	104						
								106						
								110						
								142						
								146						
								148						
								152						
								154						
								158						

Curentul în bară este (după 21.5):

$$I_b = \frac{1\,000\,P_2 + p_m}{Z_2\,E_b\,(1-\varepsilon)\,(1-s)} = \frac{28\,000 + 600}{58 \cdot 1{,}22 \cdot 0{,}96} = 421 \text{ A}.$$

Colivia rotorului se face din aluminiu (turnată). Crestătura rotorică este reprezentată în fig. 69. Secţiunea barei este de:

$$s_b = (36 + 2)\,4{,}6 + 3 \cdot 1{,}5 + \left(\frac{\pi}{4} - 1\right) 4^2 = 176 \text{ mm}^2.$$

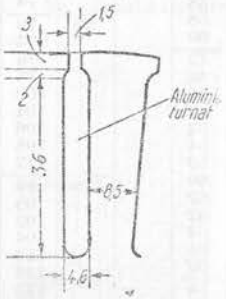


Fig. 69. Crestătura rotorică.

Rezultă o densitate de curent:

$$J_b = \frac{421}{176} = 2{,}4 \text{ A/mm}^2,$$

care, pentru aluminiu, este normală.

Curentul în inelul de scurtcircuitare este:

$$I_i = \frac{I_b}{2 \sin \frac{p\,\pi}{Z_2}} = \frac{421}{2 \sin \frac{4\,\pi}{58}} = 985 \text{ A}.$$

Se presupune că turnarea coliviei din aluminiu se face sub presiune. In acest caz, secţiunea inelului de scurtcircuitare se face dreptunghiulară. La turnarea prin centrifugare, secţiunea inelului de scurtcircuitare se face eliptică, având diametrul mare mai lung decât înălţimea barelor.

Inelul de scurtcircuitare are secţiunea de 50×12 mm adică:

$$s_i = 50 \times 12 = 600 \text{ mm}^2.$$

Rezultă:

$$J_i = \frac{985}{600} = 1{,}64 \text{ A/mm}^2.$$

Mai rămân de determinat secţiunile de trecere a fluxului şi diametrul axului motorului.

Inălţimea jugului statorului este:

$$h_{j1} = \frac{D_e - D - 2\,h_c}{2} = \frac{42{,}3 - 30{,}0 - 2 \cdot 3{,}15}{2} = 3 \text{ cm}.$$

Grosimea dintelui statoric (constantă) este:

$$b_{d1} = \frac{\pi D}{Z_1} - b_{c\,min} = \frac{\pi\,30}{72} - 0{,}708 = 0{,}6 \text{ cm}.$$

Pasul crestăturii la rotor este:

$$\tau_{c2} = \frac{\pi\,(D - 2\,\delta)}{Z_2} = \frac{\pi\,(30 - 2 \cdot 0{,}05)}{58} = 1{,}623 \text{ cm}.$$

Intrefierul δ s'a luat după fig. 67, rotunjind la valoarea 0,5 mm (în loc de 0,45 mm).

Grosimea dintelui rotoric la 1/3 dela bază este:

$$b_{d\,1/3} = \frac{\pi\left(D - 2\,\delta - \frac{2}{3}\,2\,h_{d2}\right)}{Z_2} - b_{c2} = \frac{\pi\left(30 - 2 \cdot 0{,}05 - \frac{2}{3} \cdot 2 \cdot 4{,}1\right)}{58} - 0{,}46 = 0{,}86 \text{ cm}.$$

Diametrul axului motorului D_a se alege din considerente mecanice de 85 mm. Tolele rotorului se aşează direct pe ax. Astfel, înălţimea jugului rotorului va fi:

$$h_{j2} = \frac{D - 2\,\delta - 2\,h_{d2} - D_a}{2} = \frac{30 - 2 \cdot 0{,}05 - 2 \cdot 4{,}1 - 8{,}5}{2} = 6{,}6 \text{ cm}.$$

γ) *Calculul curentului de magnetizare* (v. § 19). Amperspirele pentru întrefier: $B_\delta = 6\,580$ gauşi (calculat înainte)

$$k_c = k_{c1}\,k_{c2} = \frac{\tau_{c1}}{\tau_{c1} - \frac{\left(\frac{b_1}{\delta}\right)^2}{5 + \frac{b_1}{\delta}}\,\delta} \cdot \frac{\tau_{c2}}{\tau_{c2} - \frac{\left(\frac{b_2}{\delta}\right)^2}{5 + \frac{b_2}{\delta}}\,\delta} =$$

$$= \frac{13{,}1}{13{,}1 - \frac{\left(\frac{3{,}5}{0{,}5}\right)^2}{5 + \frac{3{,}5}{0{,}5}}\,0{,}5} \cdot \frac{16{,}23}{16{,}23 - \frac{\left(\frac{1{,}5}{0{,}5}\right)^2}{5 + \frac{1{,}5}{0{,}5}}\,0{,}5}.$$

$$k_c = 1{,}227;$$

$$2\,\Theta_\delta = 2 \cdot 0{,}8 \cdot \delta \cdot k_c \cdot B_\delta = 2 \cdot 0{,}8 \cdot 0{,}05 \cdot 1{,}227 \cdot 6\,580 = 645 \text{ A.sp.}$$

Amperspirele pentru dinţii statorici:

$$B_{d1} = \frac{B_\delta\;\tau_{c1}\,(1 + \tau_1)}{k_{Fe}\;b_{d1}} = \frac{6\,580 \cdot 1{,}31 \cdot 1{,}04}{0{,}9 \cdot 0{,}6} = 16\,600 \text{ gauşi}.$$

Rezultă (v. fig. 71) $H_{d1} = 65$ A.sp/cm

$$2\,\Theta_{d1} = 2\,h_{d1}\,H_{d1} = 2 \cdot 3{,}15 \cdot 65 = 410 \text{ A.sp}$$

Amperspirele pentru dinţii rotorici:

$$B_{d\,2/3} = \frac{B_\delta\,\tau_{c2}}{k_{Fe}\,b_{d\,2/3}} = \frac{6\,580 \cdot 1{,}623}{0{,}9 \cdot 0{,}86} = 14\,000 \text{ gauşi}.$$

Corespunde (v. fig. 71) $H_{d\,1/3} = 13$ A.sp/cm:

$$2\,\Theta_{d2} = 2\,h_{d2}\,H_{d\,1/3} = 2 \cdot 4{,}1 \cdot 13 = 107 \text{ A.sp}.$$

Se poate calcula deci factorul de saturaţie (v. 19.6):

$$k_s = \frac{\Theta_\delta + 2\Theta_{d1} + 2\Theta_{d2}}{\Theta_\delta} = \frac{645 + 410 + 107}{645} = 1{,}81,$$

care dă $\alpha_i = 0{,}78$ şi $f_B = 1{,}06$ (v. fig. 16), valori destul de apropiate de cele presupuse, pentru a nu reface calculul.

Amperspirele pentru jugul statoric:

$$B_{j1} = \frac{\Phi\,(1+\tau_1)}{2\,k_{Fe}\,h_{j_1}\,l_{Fe}} = \frac{1{,}17\cdot 10^6\cdot 1{,}04}{2\cdot 0{,}9\cdot 3\cdot 19} = 11\,820 \text{ gauşi.}$$

Corespunde $H_{j1} = 5{,}5$ A. sp/cm.

Lungimea liniei medii de câmp este:

$$l_{j1} = \frac{\pi\,D_e}{2\,p} = \frac{\pi\cdot 42{,}3}{2\cdot 4} = 16{,}6 \text{ cm.}$$

Deci:

$$\Theta_{j1} = l_{j1}\,H_{j1} = 16{,}6\cdot 5{,}5 = 92 \text{ A. sp.}$$

Amperspirele pentru jugul rotoric:

$$B_{j2} = \frac{\Phi}{2\,k_{Fe}\,h_{j2}\,l_{Fe}} = \frac{1{,}17\cdot 10^6}{2\cdot 0{,}9\cdot 6{,}6\cdot 19} = 5\,170 \text{ gauşi.}$$

Corespunde $H_{j2} = 1{,}4$ A. sp/cm.

Lungimea liniei medii de câmp este:

$$l_{j2} = \frac{\pi\,D}{2\,p} = \frac{\pi\cdot 30}{2\cdot 4} = 11{,}78 \text{ cm.}$$

Deci:

$$\Theta_{j2} = l_{j2}\,H_{j2} = 11{,}78\cdot 1{,}4 = 17 \text{ A. sp.}$$

Amperspirele totale de magnetizare a maşinii sunt:

$$\Theta_T = 2\,\Theta_\delta + 2\,\Theta_{d1} + 2\,\Theta_{d2} + \Theta_{j1} + \Theta_{j2} = 645 + 410 + 107 + 92 + 17 = 1\,271 \text{ A. sp.}$$

Curentul de magnetizare (19.14) este:

$$I_\mu = \frac{p\,\Theta_T}{\frac{2\sqrt{2}}{\pi}\,m_1\,w_1\,\xi_1} = \frac{4\cdot 1\,271}{0{,}9\cdot 3\cdot 96\cdot 0{,}902} = 21{,}8 \text{ A;}$$

$$\frac{I_\mu}{I_n} = \frac{21{,}8}{56{,}4} = 0{,}387 \text{ sau } 38{,}7\,\%.$$

δ) *Calculul curentului de scurtcircuit* I_k. Permeanţa crestăturii statorice (v. relaţia 20,1):

$$\Lambda_{c1} = l_i\left(\frac{h_1}{3b_c} + \frac{h_2}{b_c} + 2{,}3\,\frac{h_3}{b_c - b_1}\log\frac{b_c}{b_1} + \frac{h_4}{b_1}\right) =$$

$$= 19\left(\frac{26}{3\cdot 7{,}44} + \frac{0{,}5}{7{,}44} + 2{,}3\,\frac{3{,}5}{7{,}44 - 3{,}5}\log\frac{7{,}44}{3{,}5} + \frac{0{,}5}{3{,}5}\right) = 38{,}9 \text{ cm.}$$

Permeanţa la capetele de bobină statorice (v. relaţia 20.4):

$$\Lambda_{k1} = 1{,}13\,\xi_{s1}^2\left(h + 0{,}5\,\frac{z_1\,\tau_c'\,a}{2\sqrt{\tau_c'^2 - a^2}}\right)q_1 =$$

$$= 1{,}13\cdot 0{,}94^2\left(3 + 0{,}5\,\frac{7\cdot 1{,}446\cdot 1{,}07}{2\sqrt{1{,}446^2 - 1{,}07^2}}\right)3 = 17{,}4 \text{ cm,}$$

unde:

$$z_1 = \frac{Z_1}{2p}\,\beta = \frac{72}{2\cdot 4}\cdot\frac{7}{9} = 7;$$

$$\tau_c' = \frac{D + h_{d_1}}{D}\,\tau_c = \frac{300 + 31{,}5}{300}\,1{,}31 = 1{,}446 \text{ cm;}$$

$$a = b_{c1} + i = \frac{0{,}995 + 0{,}744}{2} + 0{,}2 = 1{,}07 \text{ cm.}$$

Permeanţa scăpărilor statorice dublu înlănţuite (relaţia 20.6 şi tabela 1):

$$\Lambda_{\partial_1} = \frac{3}{\pi^2}\,\frac{\tau_p\,l_i\,q_1}{k_c\,k_s\,\delta}\sum_\nu\left(\frac{\xi_\nu}{\nu}\right)^2 = \frac{3}{\pi^2}\,\frac{11{,}78\cdot 19\cdot 3}{1{,}23\cdot 1{,}81\cdot 0{,}05}\,0{,}009 = 16{,}64 \text{ cm.}$$

Reactanţa de scăpări a înfăşurării statorului (relaţia 20,9) este:

$$X_{s1} = 1{,}6\,\pi^2 f_1\,\frac{w_1^2}{p q_1}\,(\Lambda_{c1} + \Lambda_{k1} + \Lambda_{d1})\,10^{-8} =$$

$$= 1{,}6\cdot 3{,}14^2\cdot 50\cdot\frac{96^2}{4\cdot 3}\,(38{,}9 + 17{,}4 + 16{,}64)\,10^{-8}$$

$$X_{s1} = 0{,}434\ \Omega.$$

Cunoscând I_μ şi X_{s1} se calculează τ_1

$$\tau_1 = \frac{I_\mu\,X_{s1}}{U_1 - I_\mu X_{s1}} = \frac{21{,}8\cdot 0{,}434}{220 - 21{,}8\cdot 0{,}434} = 0{,}045,$$

valoare destul de apropiată de acea presupusă, pentru a nu necesita refacerea calculelor.

Permeanţa crestăturii rotorice este:

$$\Lambda_{c2} = \frac{l_i}{(b_{c2}\,h_1 + b_2\,h_4)^2}\left[(b_{c2}\,h_1)^2\left(\frac{h_1}{3b_{c2}} + \frac{h_4}{b_2}\right) + (b_2\,h_4)^2\,\frac{h_4}{3b_2} + 2b_{c2}\,h_1\,b_2\,h_4\,\frac{h_4}{2b_2}\right] =$$

$$= \frac{19}{(4{,}6\cdot 38 + 1{,}5\cdot 3)^2}\left[(4{,}6\cdot 38)^2\left(\frac{38}{3\cdot 4{,}6} + \frac{3}{1{,}5}\right) + (1{,}5\cdot 3)^2\,\frac{3}{3\cdot 1{,}5} + \right.$$

$$\left. + 2\cdot 4{,}6\cdot 38\cdot 1{,}5\cdot 3\,\frac{3}{2\cdot 1{,}5}\right] = 86{,}5 \text{ cm.}$$

Expresia de mai sus se aplică în cazul unei crestături de forma din fig. 69. Făcând anumite aproximaţii, ea se poate simplifica (dacă $b_2 h_4$ este mic faţă de $b_{c2} h_1$):

$$\Lambda_{c2} = l_i \left[\frac{h_1}{3b_{c2}} + \frac{h_4}{b_2} - \frac{h_4}{b_{c2}} \left(\frac{h_4}{h_1} + \frac{2}{3} \frac{b_2}{b_{c2}} \right) \right].$$

Această expresie dă în acest caz $\Lambda_{c2} = 86{,}7$ cm, adică foarte aproape de prima, deci se poate aplica cu succes.

Permeanţa la inelul de scurtcircuitare se calculează cu expresia (20.17):

$$\Lambda_{k2} = \frac{Z_2}{2m_1 p} \tau_p g = \frac{58}{2 \cdot 3 \cdot 4} \cdot 11{,}78 \cdot 0{,}22 = 6{,}26 \text{ cm},$$

unde g se ia din fig. 21 b pentru $x = 107$ mm şi $\rho = 0{,}2235\,(50 + 12) = 13{,}8$ mm, adică:

$$\frac{\tau_p}{x} = \frac{11{,}78}{10{,}7} = 1{,}1 \quad \text{şi} \quad \frac{x}{\rho} = \frac{107}{13{,}8} = 7{,}75.$$

Permeanţa scăpărilor rotorice dublu înlănţuite sunt date de relaţia (20·18) şi tabela 4, pentru $\frac{Z_2}{2p} = \frac{58}{2 \cdot 4} = 7{,}25$:

$$\Lambda_{d_2} = \frac{Z_2}{2m_1 p} \frac{m_1}{\pi^2} \frac{\tau_p l_{Fe}}{k_c k_s \delta} \sum \frac{1}{\left(2 \frac{Z_2}{2p} \nu \pm 1\right)^2} =$$

$$= \frac{58}{2 \cdot 3 \cdot 4} \cdot \frac{3}{3{,}14^2} \cdot \frac{11{,}78 \cdot 19}{1{,}23 \cdot 1{,}81 \cdot 0{,}05} 0{,}016 = 23{,}6 \text{ cm}.$$

Reactanţa de scăpări a rotorului, redusă la stator, este (20.19):

$$X'_{s2} = 1{,}6 \cdot \pi^2 \frac{2m_1 (w_1 \xi_1)^2}{Z_2} f_1 (\Lambda_{c2} + \Lambda_{k2} + \Lambda_{d2}) \cdot 10^{-8} =$$

$$= 1{,}6 \cdot 3{,}14^2 \cdot \frac{2 \cdot 3\,(96 \cdot 0{,}902)^2}{58} 50\,(86{,}5 + 6{,}26 + 23{,}6)\ 10^{-8} = 0{,}712\ \Omega.$$

Reactanţa totală raportată la stator, va fi (20.11):

$$X_k = X_{s1} + (1 + \tau) X'_{s2} = 0{,}434 + 1{,}045 \cdot 0{,}712 = 1{,}179\ \Omega.$$

Rezistenţa unei faze din stator (relaţia 20.13) este:

$$R_1 = \frac{(l + l_{k1})\, 2 \cdot w_1}{s_1} \rho = \frac{(0{,}19 + 0{,}21)\, 2 \cdot 96}{6 \cdot 1{,}65} 0{,}0216 = 0{,}1674\ \Omega,$$

unde lungimea capătului de bobină, l_{k1} este dată de (20.5):

$$l_{k1} = \frac{Z_1 \tau_c^2}{\sqrt{\tau_c^2 - a^2}} + 2h + \left(2r + \frac{h_c}{2}\right) \frac{\pi}{2} =$$

$$= \frac{7 \cdot 1{,}45^2}{\sqrt{1{,}45^2 - 0{,}95^2}} + 2{,}2 + \left(2 \cdot 3 + \frac{2}{2}\right) \frac{\pi}{2} = 21 \text{ cm}.$$

Rezistenţa rotorică, raportată la stator, este conform relaţiei (20.20):

$$R'_2 = \frac{4m_1 (w_1 \xi_1)^2}{Z_2} \left(R_b + \frac{R_i}{2 \sin^2 \frac{\pi p}{Z_2}} \right) =$$

$$= \frac{4 \cdot 3 \cdot (96 \cdot 0{,}902)^2}{58} \left(0{,}379 + \frac{0{,}0078}{2 \sin^2 \frac{\pi \cdot 4}{58}} \right) 10^{-4},$$

$$R'_2 = 0{,}0716\ \Omega,$$

unde:

$$R_b = \rho \frac{l}{s_b} = 0{,}0347 \frac{0{,}19}{174} = 0{,}379 \cdot 10^{-4}\ \Omega.$$

In cazul inelelor de scurtcircuitare de secţiune eliptică, se ia ca lungime de calcul grosimea dintelui la jumătatea înălţimei crestăturii, iar secţiunea de calcul se ia 80 % din secţiunea reală a inelului de scurtcircuitare. La inelele de secţiune dreptunghiulară, lungimea de calcul se ia egală cu pasul crestăturii rotorice la jumătatea dintelui, iar secţiunea de calcul egală cu cea reală:

$$R_i = \rho \frac{\pi (D - 2\delta - h_i)}{Z_2 s_i} = 0{,}0347 \frac{3{,}14\,(300 - 2 \cdot 0{,}5 - 50)\ 10^{-3}}{58 \cdot 600} = 0{,}0078 \cdot 10^{-4}\ \Omega.$$

Rezistenţa totală raportată la stator, va fi (20.15):

$$R_k = R_1 + (1 + \tau_1) R'_2 = 0{,}1674 + 1{,}045 \cdot 0{,}0716 = 0{,}2423.$$

Curentul de scurtcircuit va fi:

$$I_k = \frac{U_1 (1 + \tau_2)}{\sqrt{R_k^2 + X_k^2}} = \frac{220\,(1 + 0{,}074)}{\sqrt{0{,}2423^2 + 1{,}179^2}} = 196 \text{ A} = 3{,}48\ I_n;$$

unde:

$$\tau_2 = \frac{X'_{s2}}{X_{s1}} \tau_1 = \frac{0{,}712}{0{,}434} 0{,}045 = 0{,}074.$$

Factorul de putere în scurtcircuit este:

$$\cos \varphi_k = \frac{R_k}{\sqrt{R_k^2 + X_k^2}} = \frac{0{,}2423}{\sqrt{0{,}2423^2 + 1{,}179^2}} = 0{,}201.$$

ε) *Calculul pierderilor şi al curentului de mers în gol.* Pierderile în fier (relaţia 51.1), cu tablă de 3 W/kg, sunt:

$$p_{Fe} = \left(a + b \frac{f_1}{100}\right) \frac{f_1}{100} \left[V_{d1} \left(\frac{B_{d\,med}}{10\,000}\right)^2 + V_{j1} \left(\frac{B_{j1}}{10\,000}\right)^2 \right] =$$

$$= \left(36{,}8 + 21 \frac{50}{100}\right) [2{,}23 \cdot 1{,}66^2 + 6{,}34 \cdot 1{,}182^2] = 344 \text{ W},$$

unde:

$$V_{d1} = Z_1 l_{Fe} k_{Fe} b_{d1} h_{d1} = 72 \cdot 1{,}9 \cdot 0{,}9 \cdot 0{,}06 \cdot 0{,}315 = 2{,}33 \text{ dm}^3;$$

$$V_{j1} = \pi (D_e - h_{j1}) h_{j1} l_{Fe} k_{Fe} = \pi\,(4{,}23 - 0{,}3)\, 0{,}3 \cdot 1{,}9 \cdot 0{,}9 = 6{,}34 \text{ dm}^3.$$

Pierderile suplimentare în fier (datorită prelucrării, pierderilor de suprafaţă şi de pulsaţie) se iau de 80 %, deci totalul pierderilor în fier va fi:

$$p_{Fe} = 1{,}8 \cdot 344 = 620 \text{ W}.$$

Pierderile în cuprul bobinajului statoric:

$$p_{Cu\,1} = 3R_1 I_1^2 = 3 \cdot 0{,}1674 \cdot 56{,}4^2 = 1\,600 \text{ W}.$$

Pierderile în rotor (aluminiu):

$$p_{Al\,2} = Z_2 R_b I_b^2 + 2Z_2 R_i I_i^2 = 58 \cdot 0{,}379 \cdot 10^{-4} \cdot 421^2 + 2 \cdot 58 \cdot 0{,}78 \cdot 10^{-6} \cdot 985^2 = 478 \text{W}.$$

Pierderile suplimentare în cupru după STAS 1893-50 se iau de 0,5% din puterea maşinii, adică:

$$p_s = \frac{P_2}{100} 0{,}5 = \frac{28\,000}{100} 0{,}5 = 140 \text{ W}.$$

Totalul pierderilor prin efect Lenz-Joule va fi:

$$p_{Cu} = p_{Cu\,1} + p_{Al\,2} + p_s = 1\,600 + 478 + 140 = 2\,220 \text{ W}.$$

Pierderile mecanice sunt date de relaţia (53.1):

$$p'_m = 0{,}74 \sqrt[3]{\frac{n}{1\,000}} \sqrt[4]{\frac{1\,000}{P^2}} = 0{,}74 \sqrt[3]{\frac{750}{1\,000}} \sqrt[4]{\frac{1\,000}{28}} = 1{,}64 \text{ \%}$$

deci:

$$p_m = \frac{P_2}{100} p'_m = \frac{28\,000}{100} 1{,}64 = 460 \text{ W}.$$

Suma pierderilor în sarcină este:

$$\sum p = p_{Fe} + p_{Cu} + p_m = 620 + 2\,220 + 460 = 3\,300 \text{ W} = 3{,}3 \text{ kW}.$$

Suma pierderilor la mers în gol este:

$$\sum p_0 = p_{Fe} + p_m + p_{Cu\,0} = 620 + 460 + 240 = 1\,320 \text{ W},$$

unde:

$$p_{Cu\,0} = p_{Cu\,1} \left(\frac{I_0}{I_1}\right)^2 = 1\,600 \left(\frac{21{,}87}{56{,}4}\right)^2 = 240 \text{ W}.$$

Componenta activă a curentului de mers în gol (19.15) este:

$$I_{0a} = \frac{p_{Fe} + p_m + p_{Cu\,0}}{3\,U_1} = \frac{1\,320}{3 \cdot 220} = 2{,}00 \text{ A}.$$

Curentul de mers în gol este:

$$I_0 = \sqrt{I_\mu^2 + I_{0a}^2} = \sqrt{21{,}8^2 + 2^2} = 21{,}87 \text{ A}.$$

Factorul de putere de mers în gol este (19.16):

$$\cos \varphi_0 = \frac{I_{0a}}{I_0} = \frac{2}{21{,}87} = 0{,}0915.$$

ζ) *Diagrama de funcţionare.* Cu aceste date se poate construi diagrama cercului (fig. 70). Maşina fiind de putere relativ mică, s'a construit diagrama după metoda lui M. P. Costenco (v. § 15). Din (15.1) rezultă:

$$\operatorname{tg} \alpha = 2 \frac{R_1 I_0}{U_1} = 2 \frac{0{,}1674 \cdot 21{,}87}{220} = 0{,}0333,$$

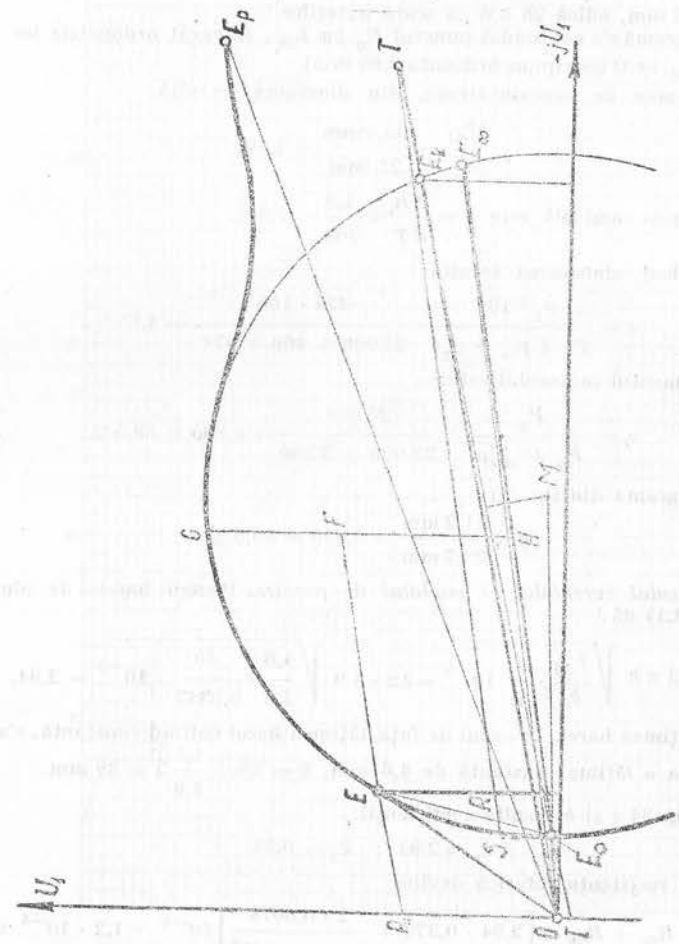


Fig. 70. Diagrama de funcţionare a motorului de 28 kW, 750 rot/min

adică unghiul α este relativ mic (α≈2°). Deaceea puterile şi cuplurile se vor putea măsura direct pe verticalele coborite din punctele de funcţionare.

Diagrama din fig. 70 are următoarele scări:

Curenţi statorici	1 mm = 2 A;
Puteri	1 mm = 1,32 kVA (sau kW, kvar);
Cupluri	1 mm = 1,715 kgm.

Din diagramă rezultă valorile nominale:

$$I_n = 57{,}6 \text{ A};$$

$$\cos \varphi_n = 0{,}815,$$

în punctul de funcţionare nominal E, construit cu ajutorul segmentului $\overline{PP_n} = 21{,}2$ mm, adică 28 kW la scara puterilor.

In diagramă s'a confundat punctul E_0 cu E_{0i}, întrucât ordonatele lor diferă puţin (la E_{0i} ar fi corespuns ordonata 0,65 mm).

Capacitatea de supraîncărcare, din diagramă, rezultă:

$$\frac{M_M}{M_n} = \frac{39{,}4 \text{ mm}}{22 \text{ mm}} = 1{,}79,$$

iar alunecarea nominală este $s = \frac{SR}{ST} = \frac{1{,}8}{100} = 1{,}8\,\%$.

Din calcul, alunecarea rezultă:

$$s = \frac{p_2 \cdot 100}{P_2 + p_m + p_2} = \frac{478 \cdot 100}{28\,000 + 460 + 478} = 1{,}65\,\%.$$

Randamentul motorului este:

$$\eta = \frac{P_2}{P_2 + \Sigma p} = \frac{28\,000}{28\,000 + 3\,300} = 0{,}895 = 89{,}5\,\%,$$

iar din diagrama din fig. 70:

$$\eta = \frac{21{,}2 \text{ mm}}{23{,}7 \text{ mm}} = 0{,}895 = 89{,}5\,\%.$$

η) Calculul curentului şi cuplului de pornire. Pentru barele de aluminiu, formula (24.1) dă:

$$\xi = 2\pi h \sqrt{\frac{b_{Al}}{b_c} \cdot \frac{f}{\rho} 10^{-5}} = 2\pi \cdot 3{,}9 \sqrt{\frac{4{,}6}{4{,}6} \cdot \frac{50}{0{,}0347} \cdot 10^{-5}} = 2{,}94,$$

h fiind înălţimea barei. In cazul de faţă, lăţimea barei nefiind constantă, s'a redus înălţimea la o lăţime constantă de 4,6 mm, $h = 38 + \frac{1{,}5}{4{,}6} 3 \approx 39$ mm.

Din fig. 24 *a* şi *b* rezultă coeficienţii:

$$k_r = 2{,}94 \;;\; k_x = 0{,}51.$$

Astfel, rezistenţa rotorică devine:

$$R_2 = k_r R_{2c} + R_{2b} = \left[2{,}94 \cdot 0{,}379 + \frac{2 \cdot 0{,}0078}{\left(2 \sin \frac{\pi \cdot 4}{58}\right)^2}\right] 10^{-4} = 1{,}2 \cdot 10^{-4}\ \Omega,$$

iar rezistenţa rotorică, raportată la stator, este:

$$R_2' = \frac{4 m_1 (w_1 \xi_1)^2}{Z_2} R_2 = \frac{4 \cdot 3 (96 \cdot 0{,}902)^2}{58} 1{,}2 \cdot 10^{-4} = 0{,}185\,\Omega.$$

Permeanţa de scăpări rotorice devine:

$$\Lambda_2 = k_x \Lambda_{c2} + \Lambda_{d2} + \Lambda_{l2} = 0{,}51 \cdot 86{,}5 + 23{,}6 + 6{,}26 = 73{,}96 \text{ cm},$$

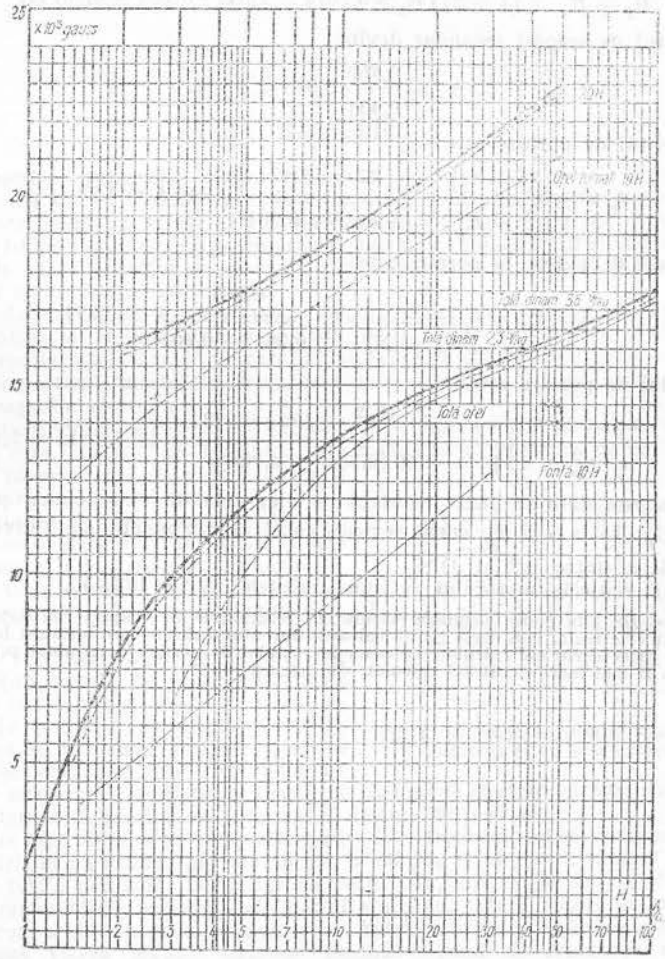


Fig. 71. Curbele de magnetizare ale diferitelor metale feroase utilizate în construcţia de maşini.

iar reactanţa de scăpări rotorice, raportată la stator este:

$$X_{s2}' = 1{,}6\pi^2 \frac{2m_1 (w_1 \xi_1)^2}{Z_2} f_1 \Lambda_2 = 1{,}6 \cdot \pi^2 \frac{2 \cdot 3 (96 \cdot 0{,}902)^2}{58} 50 \cdot 73{,}96 = 0{,}450\ \Omega.$$

Rezultă reactanţa şi rezistenţa la pornire:

$$X_p = X_{s1} + (1 + \tau_1)\, X'_{s2} = 0{,}434 + 1{,}045 \cdot 0{,}450 = 0{,}904\ \Omega;$$

$$R_p = R_1 + (1 + \tau_1)\, R'_2 = 0{,}1674 + 1{,}045 \cdot 0{,}185 = 0{,}361\ \Omega,$$

iar factorul de scăpări secundar devine:

$$\tau_2 = \frac{0{,}450}{0{,}434}\, 0{,}045 \approx 0{,}047.$$

Curentul de pornire este:

$$I_p = \frac{U_1 (1 + \tau_2)}{\sqrt{R_p^2 + X_p^2}} = \frac{220 \cdot 1{,}047}{\sqrt{0{,}361^2 + 0{,}904^2}} = 244\ \text{A} = 4{,}23\, I_n,$$

iar factorul de putere la pornire este:

$$\cos \varphi_p = \frac{R_p}{\sqrt{R_p^2 + X_p^2}} = \frac{0{,}361}{\sqrt{0{,}361^2 + 0{,}904^2}} = 0{,}371.$$

Cuplul de pornire este:

$$M_p = \frac{m_1 U_1^2 R'_2\, 0{,}973}{n_s (R_p^2 + X_p^2)} = \frac{3 \cdot 220^2 \cdot 0{,}185 \cdot 0{,}973}{750\,(0{,}361^2 + 0{,}904^2)} = 36{,}7\ \text{kg m} = 1{,}03\, M_n.$$

Cu aceste date se poate construi pe diagrama de funcţionare punctul de pornire E_p. Între G şi E_p curba se poate construi prin puncte, dând diverse valori alunecării s (între 0,2 şi 1).

Caracteristicele motorului satisfac cerinţele STAS 1764-50.

Observaţie. Din cauza neglijării saturaţiei, reactanţele de scăpări calculate sunt mai mari decât cele reale. Din acest motiv valoarea curentului de pornire măsurat la platformă va fi mai mare decât cel calculat. Deasemenea, cuplul de pornire determinat prin încercări directe va fi mai mare decât cel calculat, din acelaşi motiv.

IV. MAŞINI SINCRONE

A. Generalităţi

1. Descriere generală. Maşina sincronă se compune dintr'o parte fixă, statorul, care poartă o înfăşurare de curent alternativ, şi dintr'o parte mobilă, rotorul, care poartă o înfăşurare de excitaţie alimentată în curent continuu.

După forma inductorului, se deosebesc maşini cu poli aparenţi şi maşini cu poli înnecaţi, la care bobinajul de excitaţie este repartizat (fig. 1). Deobicei, rotorul este situat în interiorul statorului.

In mod excepţional, se construesc şi maşini cu poli exteriori, la care, în scopul de a se obţine un moment de inerţie mare, polii se rotesc la exteriorul statorului.

Construcţia maşinii sincrone care, datorită largii sale aplicări, este una dintre cele mai importante maşini electrice, este descrisă amănunţit în capitolul «Construcţia maşinilor electrice».

Maşinile sincrone se construesc ca generatori, motoare şi compensatori de fază. Teoria lor este identică. Se deosebesc prin faptul că la generator cuplul la arbore are sens invers celui dela motor, iar la compensator este practic nul.

Funcţiunea de bază a maşinii sincrone este însă cea de generator, în special pentru curent trifazat de frecvenţă industrială.

Inductorul cuprinde perechi de poli alternând Nord şi Sud. Pentru urmărirea funcţionării este suficient să se considere numai o pereche de poli. Acest interval are 360 grade electrice. (un număr de grade geometrice este egal cu numărul gradelor electrice, împărţit la numărul perechilor de poli).

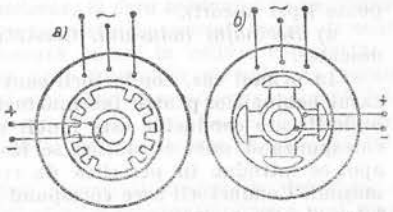


Fig. 1. Schemele maşinii sincrone cu poli înnecaţi şi cu poli aparenţi.

Bobinajul indusului maşinii sincrone trifazate se compune din trei bobinaje de curent alternativ, decalate în spaţiu cu 120 grade electrice şi parcurse de trei curenţi alternativi decalaţi în timp cu o treime de perioadă.

Fiecare fază produce un câmp alternativ. Cele trei câmpuri se compun într'un câmp învârtitor cu viteza sincronă, adică, la maşina cu doi poli, câmpul parcurge 360 grade într'o perioadă; la maşina cu patru poli, numai 180 grade, etc.

2. Caracteristicele principale ale maşinii sincrone. Viteza rotorului unei maşini sincrone, cum arată şi numele, este sincronă, adică identică cu a câmpului învârtitor al statorului. Viteza maşinii sincrone depinde numai de frecvenţa reţelei şi rămâne constantă la *orice sarcină*:

$$n = \frac{60\, f}{p}, \tag{2.1}$$

unde: n este viteza de sincronism, în rot/min;
f — frecvenţa reţelei, în Hz;
p — numărul perechilor de poli.

Incărcarea maşinii, adică sarcina, se manifestă prin decalarea cu un unghi β a axei câmpului învârtitor rezultant din întrefier faţă de axa polilor inductori. Acest unghi se schimbă cu sarcina maşinii. In gol, axa polilor coincide cu axa câmpului învârtitor rezultant. Dacă maşina funcţionează ca generator la o sarcină activă, axa polilor se găseşte decalată înainte faţă de axa câmpului rezultant, iar dacă maşina funcţionează ca motor, axa polilor se găseşte decalată înapoi (β creşte cu sarcina activă). Sarcina activă este maximă când cele două axe sunt decalate la 90 grade electrice, adică atunci când axa polului se găseşte la mijloc, între două axe ale câmpului învârtitor. Există, deasemenea, o sarcină maximă, numită de desprindere, şi care depinde de caracteristicele maşinii. Dacă această sarcină este depăşită, echilibrul intern al maşinii este rupt şi maşina îşi pierde sincronismul şi nu mai poate satisface relaţia (2.1).

O altă caracteristică a maşinii sincrone este aceea că, la mersul în paralel, rotorul pendulează mecanic în jurul vitezei de sincronism. Acest lucru se explică prin dependenţa care există între sarcina activă şi decalajul β. Odată cu creşterea sarcinii active, trebue să crească proporţional şi cuplul rezistent, care tinde să reţină maşina la poziţia de zero, adică la poziţia de mers în gol. Această caracteristică face posibil ca peste mişcarea uniformă a maselor în rotaţie să se suprapună o mişcare liberă de oscilaţie în direcţia tangenţială a aceloraşi mase.

Aceste trei fenomene (relaţia de sincronism, existenţa unei sarcini maxime sincrone şi posibilitatea de oscilaţie la mersul în paralel) formează caracteristicele principale ale maşinilor sincrone.

3. **Bobinaje.** Teoria generală a bobinajelor şi tehnica execuţiei lor fiind expuse într'un capitol separat, care se referă la toate maşinile electrice, se vor menţiona mai departe numai câteva elemente caracteristice ale celor trei bobinaje ale maşinii sincrone: bobinajul indusului, al inductorului şi cel de amortizare (care poate lipsi uneori).

α) *Bobinajul indusului.* Crestăturile maşinii sincrone se fac semiînchise sau deschise.

In primul caz, conductorii sunt îngropaţi în crestătură rând pe rând sau, în cazul bobinajelor pentru tensiuni înalte, se execută aşa numitele jumătăţi de bobine, unde fiecare conductor este îndoit în formă de U. Mănunchiurile de conductori corespunzând unei crestături se izolează în comun, eventual se impregnează şi apoi se introduc în perechea de crestături corespunzătoare, pe la un capăt al maşinii. Conductorii care corespund unei spire se îndoaie apoi pe rând şi se unesc între ei prin cositorire.

In cazul crestăturilor deschise, procedeul este mai simplu, folosindu-se bobine întregi. Aici se utilizează bobinele gata confecţionate, care se introduc radial în crestături şi se fixează în acestea, închizându-se crestăturile prin pene izolante. Este bine ca la crestături deschise să se aleagă un întrefier mai mare decât în cazul crestăturilor semiînchise; deasemenea, de foarte multe ori este necesar ca polii să fie executaţi lamelaţi, pentru a se reduce astfel pierderile de suprafaţă în piesele polare, provocate de armonicele de câmp, provenite din cauza crestăturilor deschise. Este necesar deasemenea să se ia măsuri pentru diminuarea armonicelor superioare din curba de tensiune, provenite din cauza crestăturilor. Pentru aceasta, de foarte multe ori piesa polară este înclinată în linie dreaptă sau în scară, cu pasul unei crestături, sau se măreşte mult întrefierul către marginile piesei polare.

Maşinile mari se execută cu una sau cu două bare pe crestătură. Pentru micşorarea pierderilor suplimentare în cupru, aceste bare se execută lamelate, iar lamelele sunt răsucite pe înălţimea crestăturii. De multe ori, în special la crestături deschise şi late, se impune şi o răsucire în direcţia lăţimii crestăturii, deoarece în bara lată se produc pierderi suplimentare, datorite câmpului radial principal din crestătură.

In cazul crestăturilor deschise, barele se introduc prin deschiderea crestăturii, iar în cazul crestăturilor semiînchise, barele se introduc în crestătură pe la un capăt

al maşinii. Legăturile la borne se execută prin piese speciale, care după montare, se solidarizează de bare, deobicei cu ajutorul şuruburilor.

β) *Bobinajul inductorilor.* Rotorii cu poli înnecaţi, pentru turbogeneratori, au bobinele de excitaţie introduse în crestături şi sunt confecţionate, la maşini mai mari, din bandă de cupru neizolată. Izolaţia dintre spire se face cu fâşii de mică sau de micanită.

Bobinele de excitaţie ale maşinilor cu poli aparenţi se execută, pe cât posibil, din bandă de cupru neizolată, într'un singur strat. Cu acest sistem, conform STAS 1893-50, sunt admisibile limite de încălziri mai mari căci bobinajul poate elimina mai bine căldura sa. Astfel, cuprul este utilizat mult mai bine. Acest fel de construcţie este totuşi limitat, din cauza dificultăţilor îndoirii pe muchie a benzii de cupru la dimensiuni mai mari.

γ) *Bobinajele de amortizare.* Prin bobinaj de amortizare se înţelege orice fel de bobinaj care este în permanenţă legat în scurtcircuit şi care este plasat în anumite crestături din piesa polară.

După aspectul exterior se deosebesc:

— colivie complectă, în care caz se amortizează atât câmpul longitudinal, cât şi cel transversal;

— colivie parţială numai pentru piesa polară, fără legătură între poli, în care caz se amortizează numai câmpul longitudinal.

La maşinile cu poli înnecaţi se foloseşte numai prima construcţie, iar la maşinile cu poli aparenţi se folosesc ambele construcţii. In ultimul timp însă, se foloseşte aproape excluziv prima construcţie, adică colivia complectă.

După scopul urmărit, bobinajele de amortizare se împart în:

— Bobinaje necesare anihilării anumitor câmpuri dăunătoare, provocate de bobinajul indusului. Printre acestea se numără bobinajele de amortizare ale maşinilor monofazate, sau chiar trifazate moderne, la care bobinajul de amortizare lucrează în cazul încărcărilor trifazate nesimetrice sau, în special, în caz de scurtcircuite nesimetrice. Aceste bobinaje se execută numai în colivie complectă.

— Bobinaje de amortizare, care au ca scop înlesnirea mersului în paralel, prin micşorarea pendulaţiilor rotorului, mai ales când se produce rezonanţă între impulsurile maşinii de antrenare şi frecvenţa proprie de oscilaţie. Aici, desemenea, bobinajele de amortizare sunt mai eficace, dacă sunt executate cu legătură între poli.

— Bobinajele pentru pornirea în asincron a maşinii sincrone se deosebesc de cele descrise mai înainte, mai ales prin faptul că au o rezistenţă ohmică mai mare, care este necesară pentru a se putea obţine un cuplu suficient pentru pornire. In acest caz este indispensabilă folosirea coliviei complecte.

B. Teoria maşinii sincrone

a) Câmpul inductor

4. **Maşini cu poli înnecaţi.** Distribuirea crestăturilor pe periferia inductorului este făcută astfel, încât porţiunea unde valoarea câmpului este maximă rămâne nebobinată. In felul acesta se obţine o formă a câmpului, foarte apropiată de a unei trapez (fig. 2).

5. **Maşini cu poli aparenţi.** In acest caz, forma curbei câmpului este foarte apropiată de cea a unui dreptunghi (fig. 3). Pentru a se obţine o curbă de tensiune mai apropiată de sinusoidă, se dă piesei polare o formă potrivită, mărind întrefierul către marginile lui sau rotunjind mult aceste margini. Astfel, colţurile dreptunghiului sunt rotunjite, câmpul căpătând o formă mult mai convenabilă. Deseori însă, se ia în considerare, pentru calcul, forma dreptunghiulară de câmp, deoarece aceasta poate fi mai uşor analizată din punct de vedere matematic.

6. Fundamentala câmpurilor în formă de trapez şi în formă de dreptunghi. Dacă valoarea maximă a câmpului este 1, amplitudinea sinusoidei reprezentând fundamentala câmpului este:

în cazul trapezului;

$$k_1 = \frac{8 \cos \gamma \frac{\pi}{2}}{\pi^2 (1 - \gamma)}, \tag{6.1}$$

în cazul dreptunghiului:

$$k_1 = \frac{4}{\pi} \sin \gamma \frac{\pi}{2}. \tag{6.2}$$

În aceste formule, γ reprezintă factorul de acoperire al polului (v. fig. 2 şi 3).

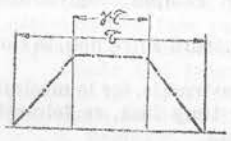


Fig. 2. Câmp inductor în formă de trapez, la o maşină sincronă cu poli înnecaţi.

Fig. 3. Câmp inductor în formă de dreptunghi, la o maşină sincronă cu poli aparenţi.

7. Armonicele superioare ale câmpurilor în formă de trapez şi în formă de dreptunghi. Amplitudinea armonicei de ordinul ν este:

în cazul trapezului;

$$k_\nu = \frac{8 \cos \nu\gamma \frac{\pi}{2}}{\pi^2 (1 - \gamma) \nu^2}; \tag{7.1}$$

în cazul dreptunghiului:

$$k_\nu = \frac{4}{\pi\nu} \sin \nu \frac{\pi}{2} \sin \nu\gamma \frac{\pi}{2}. \tag{7.2}$$

b) Forţa electromotoare

8. Valoarea eficace a forţei electromotoare. Dacă se notează cu Φ_a fluxul corespunzător fundamentalei câmpului, cu ξ_{s1} factorul datorit scurtării, în cazul bobinajului cu pas scurtat, considerat pentru fundamentala câmpului, cu ξ_{r1} factorul de repartizare al fundamentalei, în cazul bobinajului repartizat (v. capitolul « Bobinaje ») şi cu w numărul de spire pe fază, valoarea eficace a fundamentalei forţei electromotoare pe fază va fi:

$$E_1 = 4{,}44\, \xi_{s1} \cdot \xi_{r1} \cdot w \cdot \Phi_1 \cdot f \cdot 10^{-8} \quad [\mathrm{V}], \tag{8.1}$$

unde $\xi_{s1} = \sin \frac{\pi\beta}{2}$, β fiind raportul dintre pasul scurtat şi pasul diametral. (Valorile lui ξ_{r1} sunt cuprinse în tabelele corespunzătoare, din capitolul « Bobinaje »).

Valoarea eficace a fundamentalei forţei electromotoare este egală cu valoarea eficace a curbei reale de tensiune, cu o aproximaţie de câteva procente, din cauza armonicelor superioare.

Fluxul Φ_1 al fundamentalei câmpului se poate deduce din fluxul real Φ, cu ajutorul coeficienţilor k_1 de mai sus.

Dacă se notează cu B_δ inducţia maximă în întrefier, cu l_i lungimea de calcul a câmpului în întrefier şi cu τ_p pasul polar, fluxul total din întrefier este:

în cazul trapezului:

$$\Phi = B_\delta \tau_p l_i \frac{1 + \gamma}{2};$$

în cazul dreptunghiului;

$$\Phi = B_\delta \tau_p l_i \gamma.$$

Fluxul datorit fundamentalei câmpului este:

$$\Phi_1 = B_\delta \tau_p l_i k_1 \frac{2^{*)}}{\pi},$$

astfel încât, pentru trapez:

$$\Phi_1 = \frac{4}{\pi} \frac{k_1}{1 + \gamma} \Phi = \frac{32}{\pi^3} \frac{\cos \gamma \frac{\pi}{2}}{1 - \gamma^2} \Phi; \tag{8.2}$$

iar pentru dreptunghi:

$$\Phi_1 = \frac{2}{\pi\gamma} k_1 \Phi = \frac{8}{\pi^2} \frac{\sin \gamma \frac{\pi}{2}}{\gamma} \Phi. \tag{8.3}$$

Forţa electromotoare rezultantă a unei faze se poate exprima prin relaţia:

$$E = 2\, K w\, \Phi f\, 10^{-8} \quad [\mathrm{V}], \tag{8.4}$$

unde, pentru trapez:

$$K = \frac{\pi}{\sqrt{2}} \xi_1 \frac{32}{\pi^3} \frac{\cos \gamma \frac{\pi}{2}}{1 - \gamma^2}; \tag{8.5}$$

pentru dreptunghi;

$$K = \frac{\pi}{\sqrt{2}} \xi_1 \frac{8}{\pi^2} \frac{\sin \gamma \frac{\pi}{2}}{\gamma}, \tag{8.6}$$

iar $\xi_1 = \xi_{s1} \xi_{r1}$ este factorul de bobinaj al fundamentalei.

Tabelele 1 şi 2 cuprind valorile lui K, pentru bobinaje cu pas diametral ($\xi_{s1} = 1$) şi diferite valori ale factorului de acoperire γ.

9. Armonicele superioare. Fundamentala forţei electromotoare este dată de relaţia (8.1). Pentru a se obţine armonicele superioare ale forţei electromotoare trebue să se determine întâi armonicele superioare ale fluxului, cu ajutorul relaţiilor (7.1), respectiv (7.2):

$$\Phi_\nu = B_\delta \frac{\tau_p}{\nu} l_i k_\nu \frac{2}{\pi},$$

sau, folosind valoarea fluxului total Φ, se obţine:

*) $\frac{2}{\pi}$ este raportul între valoarea medie şi cea maximă a sinusoidei.

Tabela 1. K **pentru câmpurile în formă de trapez (bobinaj cu pas diametral)**

Curent alternativ trifazat Numărul crestăturilor pe pol şi fază q	Curent alternativ monofazat Numărul crestăturilor pe pol Q_b	$\gamma = 0{,}3$	$\gamma = 0{,}4$	$\gamma = 0{,}5$	$\gamma = 0{,}6$
2	—	2,32	2,13	2,08	2,03
3	—	2,31	2,12	2,07	2,02
> 3	—	2,29	2,10	2,06	2,01
—	4	2,01	1,84	1,80	1,77
—	6	2,00	1,83	1,79	1,75
—	> 6	1,98	1,82	1,78	1,74

Tabela 2. K **pentru câmpurile în formă de dreptunghi (bobinaj cu pas diametral)**

q	Q_b	$\gamma = 0{,}6$	$\gamma = 0{,}7$	$\gamma = 0{,}8$
2	—	2,35	2,22	2,07
3	—	2,33	2,21	2,06
>3	—	2,32	2,19	2,05
—	4	2,03	1,92	1,79
—	6	2,02	1,91	1,78
—	>6	2,01	1,90	1,77

în cazul câmpului în formă de trapez:

$$\Phi_\nu = \frac{4}{\pi} \frac{k_\nu}{(1+\gamma)\nu} \Phi; \tag{9.1}$$

în cazul câmpului în formă de dreptunghi:

$$\Phi_\nu = \frac{2k_\nu}{\pi \gamma \nu} \Phi, \tag{9.2}$$

iar forţele electromotoare corespunzătoare sunt:

$$E_\nu = 4{,}44\, \xi_{s\nu}\, \xi_{r\nu}\, w\, \Phi_\nu\, f\, 10^{-8} \quad [\mathrm{V}], \tag{9.3}$$

sau, analog cu formula (8.4):

$$E_\nu = 2K_\nu\, w\, \Phi\, f\, 10^{-8} \quad [\mathrm{V}], \tag{9.4}$$

unde, în cazul câmpului în formă de trapez:

$$K_\nu = \frac{16\sqrt{2}\cos \gamma\nu \dfrac{\pi}{2}}{\pi^2 \nu^2 (1-\gamma^2)}\, \xi_\nu, \tag{9.5}$$

în cazul câmpului în formă de dreptunghi

$$K_\nu = \frac{4\sqrt{2}\sin \nu \dfrac{\pi}{2} \sin \nu\gamma \dfrac{\pi}{2}}{\pi \nu \gamma}\, \xi_\nu, \tag{9.6}$$

iar $\xi_\nu = \xi_{s\nu}\, \xi_{r\nu}$ este factorul de înfăşurare al armonicei de ordinul ν.

În cazul bobinajului în două straturi, cu raportul de pas scurtat β:

$$\xi_{s\nu} = \sin\left(\nu \frac{\pi\beta}{2}\right).$$

Raportul $\dfrac{K_\nu}{K}$ 100 [K_ν după (9.5) sau (9.6), iar K după (8.5) sau (8.6)] indică valoarea procentuală a fiecărei armonice a forţei electromotoare.

In fig. 4 şi 5 sunt date valorile armonicelor 5 şi 7 pentru un bobinaj trifazat, respectiv monofazat, în funcţie de factorul de acoperire γ. Factorul de bobinaj

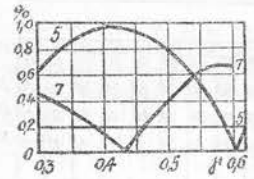


Fig. 4. Valoarea armonicelor 5 şi 7 ale forţei electromotoare, în procente din valoarea eficace, în funcţie de factorul de acoperire (bobinaj trifazat).

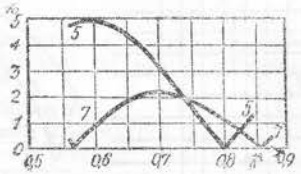


Fig. 5. Valoarea armonicelor 5 şi 7 ale forţei electromotoare, în procente din valoarea eficace, în funcţie de factorul de acoperire (bobinaj monofazat).

ξ_ν este considerat în ipoteza unui bobinaj diametral, cu foarte multe crestături pe pol şi fază. Pentru bobinajul monofazat s'a considerat că şi acesta este uniform repartizat şi că acoperă numai 2/3 din pasul polar. In cazul bobinajului cu pas scurtat, trebue luată în considerare şi influenţa factorului $\xi_{s\nu}$.

10. Influenţa armonicelor câmpului asupra forţei electromotoare. Este interesant să se examineze în ce proporţie se manifestă armonicele câmpului, în armonicele forţei electromotoare.

De exemplu, în cazul bobinajului trifazat cu câmp dreptunghiular şi pentru $\gamma = 0{,}7$, valorile procentuale ale armonicelor forţei electromotoare şi ale câmpului sunt:

Ordinul armonicei	*Armonica forţei electromotoare*	*Armonica câmpului*
5	3 %	15,9 %
7	2,2 %	15,8 %
11	0,42 %	4,6 %

(Curba forţei electromotoare nu corespunde însă prescripţiilor STAS 1893-50).

In realitate, armonicele superioare ale câmpului nu sunt atât de pronunţate cum arată calculul în ipoteza făcută, a unui câmp perfect dreptunghiular. O ameliorare importantă se obţine rotunjindu-se colţurile dreptunghiului, ca în fig. 3. Un procedeu foarte des folosit şi care dă un efect şi mai mare, constă în a mări

progresiv întrefierul, către marginile piesei polare. Într'un astfel de caz, trebue trasată forma câmpului în întrefier, pentru o cât mai mare apropiere de realitate *).

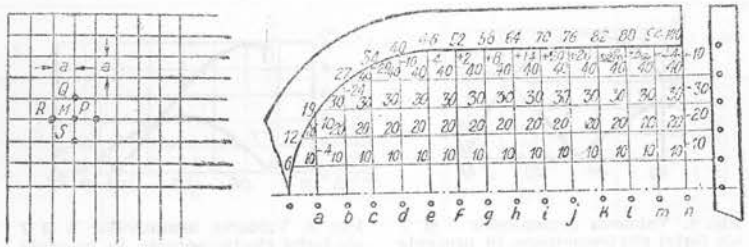
In cazul rotorului cu poli înnecaţi, bobinajul inductor este introdus în crestături, astfel încât, după parcurgerea fiecărui pas de crestătură, va apărea o treaptă şi deci o armonică — în curba câmpului în formă de trapez. Valoarea armonicelor depinde de raportul dintre mărimea întrefierului δ şi deschiderea crestăturii. Dacă:

$$\delta \geqslant 0{,}3\ \tau_c\,, \tag{10.1}$$

(τ_c fiind pasul crestăturii) şi dacă în plus se închid parţial crestăturile cu pene de fier, valoarea armonicelor menţionate se reduce foarte ult.

Metoda descrisă, care permite să se determine cu formulele (9.3), (9.4), (9.5) şi (9.6), cum şi cu ajutorul curbelor din fig. 4 şi 5, valoarea armonicelor forţei electromotoare, nu ţine seamă de faptul că indusul este crestat.

11. **Trasarea câmpului în întrefier** se poate face cu ajutorul metodei moderne sovietice a lui G o v o r c o v, care, faţă de vechea metodă grafică, este mai simplă şi mai exactă, comportând un calcul numeric. In acest scop se acoperă câmpul cu o



a) b

Fig. 6. Trasarea câmpului prin metoda reţelelor potenţiale.

reţea de pătrate, limitată de marginile câmpului, ale căror potenţiale sunt cunoscute. Se numerotează liniile reţelei, asemănător celor ale unei table de şah şi se afectează liniilor orizontale (după caz verticale), potenţiale arbitrare 10, 20, 30, etc., astfel încât considerând, într'o primă aproximaţie, aceste orizontale ca echipotenţiale, punctele de intersecţie vor avea potenţialele din fig. 6 *b*.

Govorcov demonstrează, în spaţiul cu două dimensiuni, pe baza ecuaţiei diferenţiale generale a câmpurilor potenţiale:

$$\Delta\varphi = \frac{\partial^2\varphi}{\partial x^2} + \frac{\partial^2\varphi}{\partial y^2} = 0,$$

că în fiecare punct M al spaţiului considerat, există relaţia:

$$4\varphi_M - (\varphi_P + \varphi_Q + \varphi_R + \varphi_S) = \Delta = 0,$$

unde φ_M, φ_P, φ_Q, φ_R, φ_S sunt potenţialele, respectiv în punctele M, P, Q, R, S, conform fig. 6 *a*. In punctele *b2*, *c2*, *d2*, etc., din fig. 6 *b* se vede că ecuaţia este satisfăcută, deoarece:

$$4 \times 20 - (30 + 20 + 10 + 20) = \Delta = 0.$$

*) V. Bunea. Maşini electrice cu întrefier neuniform. Revistele ASIT, Electrotehnica nr. 5/1953.

Ecuaţia nu va fi satisfăcută, în general, în punctele limitrofe. Acolo unde condiţia $\Delta = 0$ nu este satisfăcută, se trece în dreapta punctului considerat, valoarea restului Δ. In sfârşit, se schimbă în mod corespunzător valorile potenţiale ale punctelor considerate din aproape în aproape, până când, în toate punctele spaţiului Δ este egal cu 0 sau este neglijabil. Metoda G o v o r c o v uşurează calculul în punctele limitrofe, dând relaţii pentru cazul când reţeaua numai este pătratică, ci dreptunghiulară şi când, pentru mărirea exactităţii calculelor, se face tranziţia la o reţea cu ochiuri mai mici. Metoda este desvoltată pe larg în « Electricestvo » nr. 3—1949.

Curba câmpului astfel obţinută trebue descompusă în armonice, iar valorile lui Φ_ν, astfel obţinute, trebue introduse în relaţia (9.3).

12. **Influenţa crestăturilor** se manifestă prin amplificarea anumitor armonice ale câmpului. Dacă însă curba câmpului este sinusoidală, crestăturile nu deformează forma curbei forţei electromotoare. Ordinul armonicelor în special amplificate de prezenţa crestăturilor indusului, este dat de relaţia:

$$\nu = x\frac{Z}{p} \pm y, \tag{12.1}$$

unde:

ν este numărul de ordine al armonicei din curba câmpului;
x — un număr întreg, reprezentând numărul de ordine al armonicei de câmp, datorită dinţilor;
Z — numărul total al crestăturilor statorice şi;
y — un număr întreg, impar, astfel încât ν să devină impar.

Cu cât y este mai mic, cu atât armonica ν iese mai mult în evidenţă.

O valoare periculoasă a armonicei ν este cea care satisface relaţia (12.1), când y este egal cu 1. In relaţia (12.1) x este luat arbitrar. Se poate admite însă că armonicele provocate de dinţi, de ordin mai mare decât 3 ($x > 3$), nu mai sunt periculoase, astfel încât, cercetarea poate să se mărginească la valorile lui x cuprinse între 1 şi 3. Trebue în special distrusă prima armonică de câmp datorită dinţilor ($x = 1$); cu alte cuvinte, după relaţia (12.1), trebue ca $\frac{Z}{p}$ să fie fracţionar (bobinaj cu număr fracţionar de crestături pe pol şi fază). Foarte eficace este şi înclinarea cu un pas de crestătură a laturilor piesei polare. Dacă nu se pot înclina laturile polului, este suficientă şi o deplasare în formă de scară a acestor laturi, bineînţeles, cu eficacitate mai redusă.

c) Circuitul magnetic

13. **Caracteristica de mers în gol.** Dacă se excită o maşină sincronă mergând în gol, adică în indusul căreia nu circulă nici un curent, şi dacă se citeşte valoarea curentului de excitaţie i_e şi valoarea corespunzătoare a tensiunii la borne U, care este în acelaşi timp egală cu forţa electromotoare, se poate trasa caracteristica de mers în gol a maşinii (fig. 7). In abscisă se trec valorile curentului de excitaţie i_e, iar în ordonată valorile tensiunii la borne. Această curbă se mai numeşte şi caracteristica magnetică a maşinii.

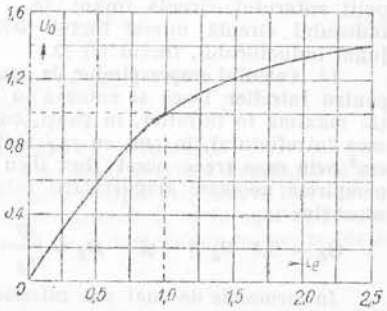


Fig. 7. Caracteristica de mers în gol a unei maşini sincrone.

De cele mai multe ori însă, în abscisă se trec amperspirele corespunzătoare unei perechi de poli $2\, i_e \frac{w_e}{2p}$, unde w_e reprezintă numărul de spire al bobinajului de excitaţie.

Porţiunea iniţială a acestei curbe este o linie dreaptă, ea reprezentând amperspirele necesare magnetizării întrefierului, deoarece, la tensiuni mici, amperspirele de magnetizare ale fierului sunt neglijabile în comparaţie cu cele ale întrefierului. Deaceea, dreapta tangentă la porţiunea iniţială a curbei este numită «linia întrefierului». Diferenţa dintre această linie a întrefierului şi partea superioară a curbei este provocată de saturaţia fierului. Pentru calcularea caracteristicei magnetice a maşinii, este necesar să se cunoască curbele de magnetizare (de saturaţie) ale fierului întrebuinţat.

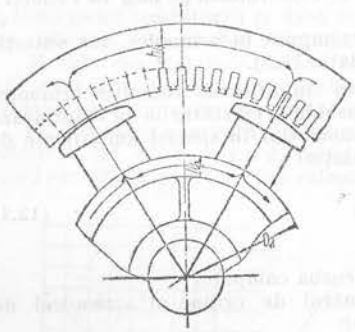


Fig. 8. Circuitul magnetic pentru o pereche de poli, la o maşină sincronă.

Circuitul magnetic este împărţit deobicei în cinci părţi: întrefier, dinţi, jugul indusului, pol şi jugul rotorului. In calculul circuitului magnetic se poate considera, cu foarte mare exactitate, numai fundamentala fluxului. La o tensiune pe fază E_1 la mers în gol, fluxul pe pol Φ este determinat de relaţia:

$$\Phi = \frac{E_1\, 10^8}{4{,}44\, \xi_{s1}\ \xi_{r1}\ wf}\ [\text{maxwelli}]. \tag{13.1}$$

Pentru a se obţine fluxul Φ_i în miezul polului, trebue să se adauge scăpările de flux ale inductorului, care se vor arăta mai departe.

Intr'o primă aproximaţie, se poate admite că scăpările de flux ale inductorului reprezintă aproximativ 25% din fluxul total.

Circuitul magnetic al unei maşini sincrone este reprezentat în fig. 8.

In întrefier şi în dinţii indusului, circulă fluxul Φ calculat cu formula de mai sus. In polii rotorului circulă fluxul Φ_i. In jugul indusului circulă numai fluxul $\Phi/2$, iar în jugul inductorului, fluxul $\Phi_i/2$.

14. **Calculul amperspirelor de magnetizare pentru întrefier.** Dacă se notează cu B_δ inducţia maximă în întrefier, în gauşi, cu δ grosimea întrefierului, în cm, cu s_δ, secţiunea în cm² prin care trece acest flux şi cu Θ_δ, amperspirele necesare magnetizării întrefierului, se obţine:

$$\Theta_\delta = 0{,}8\ B_\delta\ \delta \quad \text{şi} \quad B_\delta = \frac{\Phi}{s_\delta}\,. \tag{14.1}$$

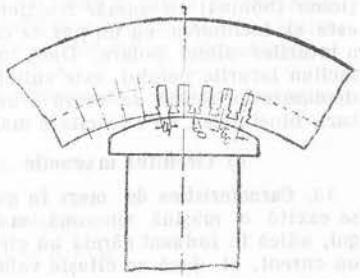


Fig. 9. Forma piesei polare a unei maşini cu poli aparenţi, pentru a se obţine un câmp sinusoidal.

In formulele de mai sus întrefierul δ nu este determinat, deoarece el are valori diferite; în dreptul dintelui este mai mic, iar în dreptul crestăturii este mult mai mare. Deasemenea, la unele maşini piesa polară nu este concentrică cu golul statorului, ci este de forma celei din fig. 9, în scopul obţinerii unui câmp cât mai apropiat de sinusoidă. Deaceea, la mijlocul polului, întrefierul este mai mic decât la

margini. Pentru calculul amperspirelor de magnetizare ale întrefierului, se va lua în considerare tubul de forţă care trece pe la mijlocul polului, astfel încât, în calcule va intra întrefierul minim dela mijloc, din faţa unui dinte (δ din fig. 9).

Acestui întrefier δ i se face o corecţie, pentru a se ţinea seamă de influenţa crestăturilor indusului. In formule, în loc de δ se va introduce valoarea unui întrefier δ' denumit de calcul, dedus din formula:

$$\delta' = k_{c1}\ \delta, \tag{14.2}$$

k_{c1} se poata determina cu una din relaţiile:

$$k_{c1} = \frac{\tau_c}{\tau_c - \dfrac{\left(\dfrac{b_1}{\delta}\right)^2}{5 + \dfrac{b_1}{\delta}}\,\delta}\,; \tag{14.3}$$

$$k_{c1} = \frac{\tau_c + 10\delta}{b_{d1} + 10\delta}\,. \tag{14.3'}$$

Semnificaţiile literelor sunt cele care rezultă din fig. 9. In aceste condiţii, formula corectă devine:

$$\Theta_\delta = 0{,}8\ \delta' B_\delta = 0{,}8\ k_{c1}\ \delta\ B_\delta\,. \tag{14.4}$$

Valoarea secţiunii de trecere a fluxului în întrefier s_δ, este, deasemenea destul de greu de determinat, datorită faptului că indusul este deobicei prevăzut cu canale de ventilaţie. Deasemenea, în cazul unui întrefier neuniform (fig. 9), trebue să se cunoască valoarea de calcul a lăţimii polului, dacă întrefierul ar fi peste tot constant şi egal cu δ. Deaceea, s'a convenit să se admită pentru câmpul indusului, o lungime de calcul l_i şi o lăţime de calcul b_i, astfel încât:

$$\Phi = B_\delta\ l_i\, b_i\,. \tag{14.5}$$

Calcularea exactă a lui l_i este destul de complicată; deaceea se admite formula:

$$l_i = l_a + \frac{1}{2}\, n_v b_v = \frac{l + l_a}{2}, \tag{14.6}$$

unde: l_a este lungimea însumată a pachetelor de tole;
n_v — numărul canalelor de ventilaţie;
b_v — lăţimea unui canal de ventilaţie;
l — lungimea maşinii (incluziv canalele de ventilaţie).

Formula aceasta, propusă de proiectanţii sovietici, prezintă avantajul că poate fi foarte uşor aplicată şi elimină folosirea de abace complicate, cum se făcea înainte.

La maşini cu poli aparenţi şi cu întrefier uniform, b_i se ia egal cu lungimea arcului polar al tălpii polului. Dacă se notează cu α_i factorul de acoperire ideală a polului, care este raportul:

$$\alpha_i = \frac{b_i}{\tau_p}, \tag{14.7}$$

se obţine:

$$b_i = \alpha_i\, \tau_p\,. \tag{14.8}$$

Pentru maşini cu întrefier neuniform, pentru obţinerea unui câmp sinusoidal, sau pentru maşini sincrone cu poli înnecaţi, calcularea lui α_i se face mai greu. În acest scop, este necesară trasarea câmpului în întrefier. Pentru diferite cazuri uzuale, se pot folosi unele diagrame care uşurează calculul.

În felul acesta, se cunosc toate elementele şi se pot determina astfel amperspirele necesare magnetizării întrefierului.

15. **Calculul amperspirelor de magnetizare pentru dinţii indusului.** Cunoscând inducţia în întrefier, inducţia în dinţi se calculează cu formula:

$$B_d = B_\delta \frac{\tau_e}{b_d} \frac{1}{k_{Fe}} \frac{l_i}{l_a},$$

unde b_d este grosimea dintelui în punctul considerat, iar k_{Fe} este coeficientul de umplere al tolelor. De multe ori, grosimea dintelui nu este uniformă, caz în care se ia în considerare grosimea dintelui la o distanţă radială egală cu 1/3 dela vârf (fig. 10).

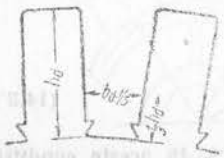


Fig. 10. Schiţă pentru calculul amperspirelor de magnetizare a dinţilor.

Din curba de magnetizare a materialului respectiv se deduc amperspirele pe centrimetru H_d corespunzătoare inducţiei calculate. Amperspirele totale Θ_d necesare magnetizării dintelui sunt date de:

$$\Theta_d = h_d H_d \text{ [A.sp]}.$$

Dacă se obţin inducţii mai mari decât 18 000 — 19 000 gauşi, se produc două fenomene de care trebue să se ţină seamă:

— o parte din fluxul din dinţi trece prin crestătură (aer);

— la maşinile cu poli înnecaţi şi la cele cu poli aparenţi cu întrefier neuniform şi, într'o măsură mai mică, chiar la maşinile cu poli aparenţi şi întrefier uniform, distribuţia câmpului în întrefier se deformează şi trebue să se ţină seamă de aceasta, atât la calcularea amperspirelor pentru întrefier, cât şi la cele pentru dinţi.

În acest caz, valorile găsite trebue corectate pe baza examinării spectrului câmpului sau pe bază de abace, date pentru anumite cazuri uzuale *).

16. **Calculul amperspirelor de magnetizare pentru jugul indusului.** Inducţia în jugul indusului este (fig. 8):

$$B_{j1} = \frac{\Phi}{2\, k_{Fe}\, l_a\, h_{j1}}; \tag{16.1}$$

lungimea tubului de forţă se ia:

$$l_{j1} = \frac{\pi D_e}{2p}; \tag{16.2}$$

(D_e este diametrul exterior al statorului), iar amperspirele sunt:

$$\Theta_{j1} = l_{j1} H_j \text{ [A.sp.]}, \tag{16.3}$$

H_{j1} fiind câmpul în A.sp/cm, corespunzător inducţiei B_{j1} pentru materialul jugului indusului.

În cazul când inducţiile în jug depăşesc valoarea de 12 000 gauşi formula 16.3 dă valori care se îndepărtează de realitate cu atât mai mult cu cât inducţia este mai mare şi cu cât numărul de poli $2p$ este mai mare.

*) Electrotehnica, nr. 5 — 1953.

Formula 16.3 necesită un coeficient de corecţie care depinde în afară de factorii de mai sus şi de raportul:

$$\frac{h_{j1}}{\tau_p}.$$

Cele spuse aci sunt valabile şi pentru jugul inductorului.

17. **Calculul amperspirelor pentru magnetizarea polilor.** Inducţia în poli este, într'o primă aproximaţie:

$$B_p = \frac{1{,}25\,\Phi}{s_p} = \frac{\Phi_i}{s_p}, \tag{17.1}$$

unde s_p este secţiunea polului, în cm². Pentru simplificare se consideră că piesa polară are aceeaşi secţiune. Amperspirele sunt:

$$\Theta_p = l_p H_p, \tag{17.2}$$

H_p fiind câmpul, în A.sp/cm, corespunzător inducţiei B_p pentru materialul polilor.

18. **Calculul amperspirelor de magnetizare pentru jugul inductorului.** Inducţia în jug este:

$$B_{j2} = \frac{\Phi_i}{2\, s_{j2}} = \frac{1{,}25\,\Phi}{2\, s_{j2}}, \tag{18.1}$$

unde s_{j2} este secţiunea acestui jug. Lungimea liniei de forţă medii se calculează cu formula:

$$l_{j2} = \frac{\pi D_2}{2p}, \tag{18.2}$$

unde D_2 reprezintă diametrul exterior al jugului roţii polare (fig. 8). Amperspirele magnetizării jugului rotorului sunt:

$$\Theta_{j2} = l_{j2} H_{j2}, \tag{18.3}$$

H_{j2} fiind câmpul, în A.sp/cm, corespunzător inducţiei B_{j2} pentru materialul jugului inductorului.

Din cele descrise mai sus se pot calcula amperspirele necesare magnetizării fiecărei porţiuni din circuitul magnetic reprezentat în fig. 8.

19. **Amperspirele totale Θ_T**, necesare întregului circuit, în care întrefierul, dinţii şi polii intervin de două ori, sunt date de relaţia:

$$\Theta_T = 2\,\Theta_\delta + 2\,\Theta_d + 2\,\Theta_p + \Theta_{j1} + \Theta_{j2}.$$

Dacă se face această operaţie pentru diferite fluxuri, adică pentru diferite tensiuni la borne, se va putea trasa prin puncte caracteristica magnetică a maşinii, cum este reprezentată în fig. 7.

20. **Inducţii admisibile.** În maşinile normale construite în ultimul timp, inducţiile admisibile sunt:

jugul indusului	10 000 — 13 000 gauşi;
dinţii indusului la 1/3 din înălţimea	18 000 gauşi;
miezul polului din tablă, oţel forjat sau turnat	10 000 — 14 000 gauşi;
jugul inductorului	10 000 — 12 000 gauşi;
întrefier	6 000 — 10 000 gauşi;

La, maşinile moderne economice de construcţie sovietică inducţiile în juguri sunt mult mai mari 16 000—20 000 gauşi, în special la maşinile cu 2 şi 4 poli.

d) Reacţia indusului

21. **Generalităţi.** Dacă o maşină sincronă polifazată, de exemplu trifazată, funcţionează în sarcină, în bobinajul indusului circulă un curent trifazat, care produce, ca şi la motoarele asincrone, un câmp învârtitor. Acest câmp învârtitor se roteşte exact cu aceeaşi viteză ca şi rotorul, adică cu viteza de sincronism. În întrefier există deci două câmpuri învârtitoare, fixe unul în raport cu celălalt. Aceste două câmpuri se compun şi produc un câmp învârtitor rezultant. Această influenţă a curentului indus asupra câmpului inductor se numeşte *reacţia indusului*. Deci, pentru a se putea studia compunerea acestor două câmpuri existente în întrefierul maşinii, este necesar să se studieze în mod separat şi câmpul produs de curentul din indus, cum s'a studiat câmpul produs de inductor. In realitate, nu se compun câmpurile, ci forţele magnetomotoare şi f.m.m. rezultantă dă naştere câmpului rezultant. Deaceea, se va studia forţa magnetomotoare a indusului, iar după aceea, compunerea acestei forţe magnetomotoare cu forţa magnetomotoare a inductorului.

22. **Forţa magnetomotoare a indusului.** Curentul care circulă prin bobinajul indusului produce o forţă magnetomotoare care este funcţie atât de timp cât şi de spaţiu.

In cele mai multe cazuri, curentul care circulă în bobinaj este practic sinusoidal şi deaceea, forţa magnetomotoare este o funcţie sinusoidală de timp. In ce priveşte variaţia în spaţiu, ea este diferită, după felul bobinajului.

Astfel, în cazul unui bobinaj monofazat concentrat, într'un singur strat, cu pas diametral ($m = 1$, $q = 1$ şi $S = \tau_p$), variaţia în spaţiu este dreptunghiulară.

In toate cazurile forţa magnetomotoare a bobinajelor monofazate ocupă o poziţie *constantă* în spaţiu. In maşina cu m faze sunt m bobinaje, decalate în spaţiu cu unghiul electric $\frac{2\pi}{m}$. Cazul obişnuit este al maşinilor trifazate, cu $m = 3$. In asemenea maşini sunt trei forţe magnetomotoare pulsatorii, decalate în spaţiu şi în timp una faţă de cealaltă cu un unghi de 120°.

Forţa magnetomotoare rezultantă constituie o *undă învârtitoare* în spaţiu, cu o anumită viteză, şi a cărei amplitudine este puţin variabilă, sau chiar constantă. Această curbă se descompune, prin analiză armonică, într'o fundamentală şi în armonice de ordin impar (din cauza simetriei nu apar armonice de ordin par).

Unda fundamentală învârtitoare se caracterizează prin următoarele: amplitudinea ei este egală cu 3/2 *) din amplitudinea fundamentalei fiecărei forţe magnetomotoare care compun unda rezultantă; este o funcţie sinusoidală de timp şi spaţiu; se roteşte în sensul succesiunii fazelor cu viteza:

$$n_s = \frac{60 f}{p}. \tag{22.1}$$

In momentul când curentul într'o fază atinge valoarea maximă, axa fundamentalei forţei magnetomotoare rezultante coincide cu axa acestui bobinaj.

Intregul calcul al maşinii sincrone se bazează pe considerarea fundamentalelor atât a forţelor magnetomotoare cât şi a câmpurilor. Este deci important să se cunoască amplitudinea fundamentalei forţei magnetomotoare de reacţie a diferitelor tipuri de bobinaje.

Dacă I este valoarea eficace a curentului din bobinajul indusului, forţa magnetomotoare maximă pe pol a unei faze este $\frac{Iw}{2p}\sqrt{2}$, w fiind numărul de spire al

*) In cazul maşinilor trifazate; în general $m/2$

unei faze. Amplitudinea fundamentalei forţei magnetomotoare învârtitoare, în cazul unui bobinaj polifazat, va fi proporţională deci cu $\frac{Iw}{2p}$, şi anume:

$$\Theta_a = k_a \frac{Iw}{2p}, \tag{22.2}$$

unde:

$$k_a = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \cdot m \cdot \frac{\sin \frac{\pi}{2m}}{q \sin \frac{\pi}{2mq}} \sin \beta \frac{\pi}{2}, \tag{22.3}$$

m fiind numărul de faze, q numărul de crestături pe pol şi fază, iar β raportul de pas scurtat al bobinajului.

In cazul bobinajului trifazat, expresia (22.3) devine:

$$k_a = 1{,}35 \frac{\sin \beta \frac{\pi}{2}}{q \sin \frac{\pi}{6q}}. \tag{22.4}$$

In cazul bobinajului monofazat, amplitudinea fundamentalei forţei magnetomotoare de reacţie a indusului este dată tot de expresia (22.2), cu:

$$k_a = \frac{4\sqrt{2}}{\pi} \frac{\sin \lambda \frac{\pi}{2}}{Q_b \sin \lambda \frac{\pi}{2Q_b}}, \tag{22.5}$$

unde Q_b este numărul de crestături pe pol, iar λ factorul de acoperire al indusului; în general $\lambda = \frac{2}{3}$, în care caz (22.5) devine:

$$k_a = 1.56 \frac{1}{Q_b \sin \frac{\pi}{3Q_b}}. \tag{22.6}$$

In tabela 3 sunt cuprinse valorile lui k_a pentru diverse bobinaje.

Afară de fundamentala Θ_a, la toate bobinajele apar şi o serie de armonice superioare de ordin impar, cu efecte secundare, perturbatoare, de a căror prezenţă nu se poate scăpa din motive constructive. Dacă din valorile instantanee ale curbei forţei magnetomotoare se scad valorile respective ale undei fundamentale, a cărei valoare maximă este dată de relaţia (22.2), rămâne reziduul câmpului, care variază în timp şi în spaţiu.

Acest reziduu al câmpului învârtitor este produs de armonicele forţei magnetomotoare. Analizând componenţa acestui reziduu pentru curent trifazat, se pot stabili următoarele:

Tabela 3. Valoarea lui k_a pentru diverse bobinaje

Nr. crt.	Tipul bobinajului	$\frac{Z}{2pm} = q$	k_a
1	Bobinaj trifazat diametral într'un singur strat, fiecare fază ocupând 1/3 din pasul polar	2 3 > 3	2,608 2,600 2,580
2	Bobinaj trifazat în două straturi, diametral	2 3 > 3	ca la punct 1
3	Cu pas scurtat (raport de pas scurtat β)	—	ca la punct 1 × $\sin \beta \frac{\pi}{2}$
4	Bobinaj monofazat, acoperind 2/3 din pasul polar	$Q_b > 3$	1,49

— armonicele de ordin multiplu de 3 se anulează astfel încât nu se pot manifesta în niciunul din punctele intrefierului *);

— armonicele de ordinul $\nu = 6x - 1$, unde $x = 1, 2, 3, \ldots$, dau câmpuri învârtitoare care se rotesc în sens invers succesiunii fazelor cu viteza:

$$n_\nu = \frac{n_1}{\nu}, \tag{22.7}$$

n_1 fiind viteza de rotaţie a fundamentalei câmpului;

— armonicele de câmp de ordinul $\nu = 6x + 1$, unde $x = 1, 2, 3, \ldots$, dau câmpuri învârtitoare care se rotesc în sensul succesiunii fazelor cu viteza dată de expresia (22.7).

In cazul bobinajului în două straturi, alegând un pas scurtat potrivit, se pot reduce mult armonicele de câmp. Acest lucru poate fi urmărit în fig. 11, unde se poate vedea că cel mai favorabil raport de scurtare β este de circa 0,83. Reducerea armonicelor superioare are o importanţă deosebită pentru micşorarea pierderilor suplimentare (subcapitolul *D*).

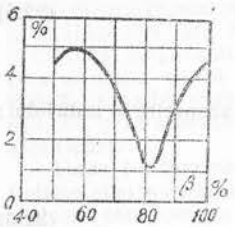


Fig. 11. Valoarea procentuală a armonicelor superioare ale forţei magnetomotoare, în funcţie de pasul bobinei.

23. **Reacţia indusului maşinilor sincrone cu câmp învârtitor.** La maşina sincronă care funcţionează în sarcină, în întrefierul maşinii se găsesc în prezenţă două forţe magnetomotoare, una activă, a inductorului, alta de reacţie, a indusului. Din compunerea acestor două forţe magnetomotoare rezultă în întrefier o forţă magnetomotoare rezultantă, care produce câmpul rezultant, util, al maşinii sincrone; deasemenea, din cauza cuplajului imperfect între indus şi inductori, rezultă şi fluxuri de scăpări, atât în indus, cât şi în inductor.

Pentru studiul reacţiei indusului maşinilor sincrone cu câmp învârtitor, trebue considerată în primul rând compunerea forţelor magnetomotoare în întrefier, în vederea stabilirii forţei magnetomotoare rezultante. Pentru aceasta trebue analizate trei cazuri limită:

— cazul când curentul I din indus este în fază ($\Psi = 0$) cu forţa electromotoare fictivă E_0, care ar fi produsă de fluxul inductor, dacă nu ar exista reacţia indusului;

*) In maşinile trifazate. In maşinile m—fazate, acelaşi lucru este valabil pentru armonica de ordinul m şi multipli lui m.

această sarcină se consideră interior-activă, sarcina exterior-activă corespunzând cazului când curentul I este în fază cu tensiunea la borne U ($\varphi = 0$);

— cazul când curentul I este decalat în urma forţei electromotoare E_0 cu 90° ($\Psi = 90°$), adică o sarcină interior-inductivă;

— cazul când curentul I este decalat înaintea forţei electromotoare E_0 cu 90° ($\Psi = -90°$), adică o sarcină interior-capacitivă.

In primul caz (fig. 12, *a*), axa forţei electromotoare a indusului este decalată în urma axei forţei magnetomotoare a inductorului cu 90°. Dacă forţa magnetomotoare a indusului ar acţiona independent de forţa magnetomotoare a inductorului, ea ar produce un flux care se închide transversal pe polii inductori, din care cauză

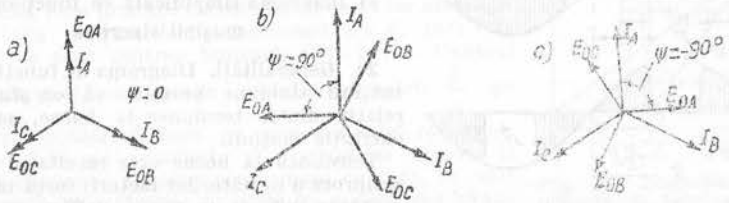


Fig. 12. Sarcinile limită ale maşinii sincrone:
a — sarcină activă, $\Psi = 0$; *b* — sarcină inductivă, $\Psi = 90°$; *c* — sarcină capacitivă, $\Psi = -90°$.

se numeşte forţa magnetomotoare de reacţie transversală a indusului. Axa forţei magnetomotoare rezultante, şi deci axa câmpului rezultant, se va găsi decalată în urma forţei magnetomotoare a inductorului cu un unghi anumit, mai mic decât 90°, deci repartiţia câmpului în întrefier va fi diferită faţă de repartiţia la mersul în gol.

Reacţia transversală a indusului maşinii sincrone ($\Psi = 0$) este analogă cu reacţia indusului maşinii de curent continuu cu periile aşezate pe axa neutră.

In cazul al doilea ($\Psi = 90°$), cele două forţe magnetomotoare sunt în opoziţie (fig. 12, *b*), deci forţa magnetomotoare a indusului este antagonistă forţei magnetomotoare a inductorului, lucrând în lungul polilor inductori. O astfel de reacţie a indusului se numeşte *longitudinală, demagnetizantă.*

In sfârşit, în cazul al treilea ($\Psi = -90°$), cele două forţe magnetomotoare sunt în fază (fig. 12, *c*), deci efectele lor se adună. O astfel de reacţie a indusului se numeşte *longitudinală, magnetizantă.*

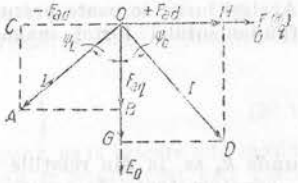


Fig. 13. Componentele forţei magnetomotoare de reacţie a indusului maşinii sincrone.

In mod normal sarcina are un caracter mixt, care însă poate fi redus, prin descompunere, la două din cazurile limită considerate mai sus. In fig. 13 s'a reprezentat această descompunere pentru două situaţii: sarcină inductivă (Ψ_L) şi sarcină capacitivă (Ψ_c). In această figură F_0 reprezintă vectorul forţei magnetomotoare inductoare, respectiv a fluxului Φ_0 produs de ea, E_0 este vectorul forţei electromotoare indusă în stator de fluxul Φ_0, $OB = I \cos \Psi$ şi $OC = I \sin \Psi$ sunt componentele interior-active şi reactive ale curentului din indus $I = OA$, care produce forţa magnetomotoare de reacţie transversală şi longitudinală.

In cazul maşinii sincrone cu poli înnecaţi, cele două forţe magnetomotoare de reacţie, longitudinală şi transversală, se găsesc practic în aceleaşi condiţii faţă

de inductor. Nu aceeaşi situaţie este în cazul maşinilor cu poli aparenţi. Aici reluctanţa circuitelor — transversal şi longitudinal — nu este aceeaşi. In fig. 14, *a* s'a reprezentat forma câmpului produs în întrefier de o forţă magnetomotoare longitudinală de formă sinusoidală (haşurată), iar în fig. 14, *b* pentru forţa magnetomotoare transversală. Pentru a reduce situaţia reală la una fictivă — maşină sincronă cu întrefier uniform, amperspirele de reacţie reale ar trebui înlocuite cu nişte amperspire fictive, care să aibă aceeaşi repartiţie în spaţiu ca şi câmpul în întrefierul maşinii cu poli aparenţi.

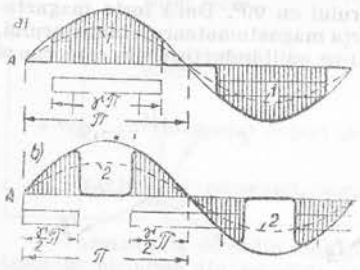


Fig. 14. Forţa magnetomotoare longitudinală (*1*) şi transversală (*2*) a maşinii sincrone cu poli aparenţi.

e) Diagrama simplificată de funcţionare a maşinii sincrone

24. Generalităţi. Diagrama de funcţionare a maşinii sincrone permite să se stabilească relaţia dintre tensiunea la borne, sarcină şi excitaţia maşinii.

Tensiunea la borne este rezultatul acţiunii reciproce a următorilor factori: forţa magnetomotoare inductoare sau a polilor, care produce câmpul, respectiv fluxul inductor, forţa magnetomotoare de reacţie a indusului, care produce câmpul, respectiv fluxul de reacţie, fluxul de scăpări al indusului, creat de forţa magnetomotoare a indusului, precum şi căderea de tensiune ohmică în bobinajul indusului, care în general fiind mică, se poate neglija.

Prin măsurători directe asupra maşinii sincrone nu se pot scoate în evidenţă factorii de mai sus. In întrefierul maşinii există în realitate un singur câmp magnetic rezultant, care produce forţe electromotoare în bobinajul indusului. Pentru a putea însă exprima matematic fenomenele ce se petrec în maşina sincronă, este necesară descompunerea în modul amintit.

Desvoltarea amănunţită a teoriei şi verificările experimentale au arătat că în tratarea problemei reacţiei indusului — pentru diagrama de funcţionare în sarcină — este suficient a se lua numai fundamentalele câmpurilor şi armonicele se pot neglija. Acelaşi lucru se poate presupune şi pentru forţele magnetomotoare. Amplitudinea fundamentalei forţei magnetomotoare a inductorului Θ_e este dată de relaţia

$$\Theta_e = k_1 \frac{w_e\, i_e}{2p}, \tag{24.1}$$

unde k_1 se ia din relaţiile (6.1) sau (6.2), iar amplitudinea fundamentalei forţei magnetomotoare de reacţie a indusului este dată de relaţia (22.2).

După fixarea acestor principii fundamentale şi înainte de tratarea problemei complexe, se va examina diagrama simplificată de funcţionare a maşinii sincrone, în care se neglijează atât căderea de tensiune ohmică RI a indusului, cât şi cea inductivă $X_s I$ (datorită fluxului de scăpări al indusului).

Teoria maşinii sincrone fără rezistenţă şi fără inductanţă de scăpări dă posibilitatea de a examina mai uşor comportarea maşinii la diferite sarcini.

Pentru calcule mai exacte, ca de exemplu, determinarea amperspirelor de excitaţie necesare la o anumită sarcină, nu este suficientă această teorie.

Se va trata în primul rând cazul maşinii sincrone trifazate şi apoi acela al maşinii sincrone monofazate.

25. Maşina sincronă trifazată

α) *Consideraţii preliminare.* Axele celor două forţe magnetomotoare, ale inductorului şi ale indusului, în general nu coincid, ci formează un unghi, care nu se schimbă atât timp cât nu variază sarcina (depinde numai de sarcină).

Compunând vectorial aceste forţe magnetomotoare, se obţine forţa magnetomotoare rezultantă. Aceasta magnetizează maşina, ceeace înseamnă că, în cazul tensiunii constante la borne, forţa magnetomotoare rezultantă este constantă. In fig. 15 se poate vedea triunghiul amperspirelor şi compunerea celor două forţe magnetomotoare. U este direcţia tensiunii la borne, Θ_0 forţa magnetomotoare rezultantă, care produce fluxul rezultant Φ, iar acesta la rândul său produce forţa electromotoare E, care este egală şi de sens contrar tensiunii U la borne. Unghiul β între Θ_0 şi Θ_e corespunde unghiului geometric $\frac{\beta}{p}$, pe care axa polilor îl face cu axa câmpului rezultant. Unghiul β se mai numeşte şi *unghiul de sarcină* al maşinii sincrone. El este acel unghi cu care, în sarcină, axa polilor rămâne în urmă (la motor) sau avansează (la generator) faţă de mersul în gol. Acest unghi este caracteristic fiecărei sarcini active a maşinii şi poate fi măsurat (de exemplu, optic). Determinarea unghiului β pe diagrama din fig. 15 este, bineînţeles, aproximativă, deoarece diagrama se referă la maşina fără rezistenţă şi fără reactanţă de scăpări. φ este unghiul de fază dintre tensiunea la borne şi curent. Proiecţia $\overline{AC}$ a lui Θ_a pe axa U este proporţională cu sarcina activă, iar proiecţia $\overline{CB}$, perpendiculară pe U, este proporţională cu sarcina reactivă.

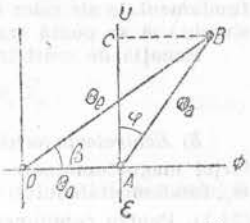


Fig. 15. Diagrama simplificată de funcţionare a maşinii sincrone. Compunerea forţelor magnetomotoare. Cazul general.

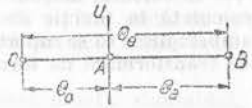


Fig. 16. Diagrama simplificată de funcţionare a maşinii sincrone, în cazul unei sarcini pur inductive.

β) *Maşina sincronă în gol.* In cazul când maşina nu primeşte şi nici nu dă putere activă, adică $\overline{AC} = 0$, atunci $\beta = 0$; deci axa polilor şi axa câmpului rezultant coincid. Această poziţie corespunde unei sarcini pur reactive (inductive). Triunghiul $\overline{OAB}$ se transformă într'o dreaptă în prelungirea lui $\overline{OA}$ (fig. 16). Porţiunea $\overline{AB}$ (Θ_a) este proporţională cu sarcina reactivă. Maşina funcţionează ca generator de putere reactivă.

$$\left.\begin{aligned} &\Theta_a = 0 \text{ înseamnă mersului în gol,} \\ &\Theta_0 = \Theta_e \text{ reprezintă ecuaţia mersului în gol.} \end{aligned}\right\} \tag{25.1}$$

γ) *Maşina sincronă în scurtcircuit.* La maşina sincronă, ca la oricare altă maşină electrică, forţa electromotoare a maşinii funcţionând în scrutcircuit este foarte mică, deoarece singurii consumatori ai acesteia sunt căderea de tensiune ohmică RI şi căderea de tensiune inductivă $X_s I$, proprie indusului. Pentru a se putea produce o forţă electromotoare atât de mică, în întrefier nu este nevoie decât de un câmp extrem de redus şi, în adevăr, în întrefier va exista un câmp rezultant foarte redus. Totuşi, dacă în indus circulă curentul nominal, câmpul de reacţie al indusului este foarte mare şi egal cu cel la mersul normal al maşinii. Pentru a contrabalansa acest câmp foarte mare, trebue deci excitat şi inductorul, pentru a putea produce un câmp care va trebui să fie antagonist şi de acelaşi ordin de mărime. Deci, în cazul scurtcircuitului, vor exista două forţe magnetomotoare aproape egale şi de sens contrar, iar forţa electromotoare va fi produsă de un câmp mic, care va fi rezultanta celor două câmpuri. Acest rest poate fi neglijat fără

ca eroarea să fie mare, ceeace echivalează cu ipoteza iniţială dela pag. 234 adică, cu considerarea maşinii fără rezistenţă şi fără reactanţă de scăpări. In acest fel se poate obţine o imagine foarte simplă a comportării maşinii sincrone în scurtcircuit. In mod practic, maşina are două forţe magnetomotoare, egale şi de sens contrar. Insă, deoarece cele două forţe magnetomotoare nu au aceeaşi formă, echivalenţa de mai sus nu poate exista în mod perfect, în absolut toate punctele periferiei.

Această complicaţie se poate evita, mărginindu-se echivalenţa numai la undele fundamentale ale celor două forţe magnetomotoare. Astfel, este posibil ca, în mod simplu, să se poată trata matematic acţiunea indusului asupra inductorului.

Ecuaţia de scurtcircuit este:

$$\Theta_a = \Theta_e \,. \tag{25.2}$$

δ) *Echivalenţa forţelor magnetomotoare.* In relaţiile de mai sus, Θ_a, fundamentala forţei magnetomotoare a inductorului este determinată de relaţia (22.2), iar Θ_e, fundamentala forţei magnetomotoare a inductorului este determinată de relaţia (24.1). Pentru compunerea corectă a acestor forţe magnetomotoare, trebue considerate cele trei tipuri principale de maşini sincrone mai des întâlnite în practică:

— maşină sincronă cu poli înnecaţi (întrefier uniform);
— maşină sincronă cu poli aparenţi şi întrefier uniform;
— maşină sincronă cu poli aparenţi şi întrefier neuniform.

In calculul maşinii sincrone deobicei se foloseşte caracteristica de mers în gol calculată în funcţie de amperspirele de pe inductor. Deci este necesar ca toate amperspirele să se raporteze la bobinajul de excitaţie, adică este necesară o formulă de transformare de forma:

$$\frac{i'_e\, w_e}{2p} = C\,\frac{Iw}{2p}\,, \tag{25.3}$$

în care:

i'_e este curentul de excitaţie (în bobinajul inductor) echivalent curentului I din indus:

w_e — numărul total de spire al circuitului de excitaţie;

I şi w — valoarea eficace a curentului şi numărul de spire pe fază de bobinaj al indusului, iar;

C — factorul de transformare a amperspirelor de reacţie a indusului.

Astfel, raportând toate amperspirele la polii inductori, studiul este mult uşurat.

Determinarea factorului C se face pe baza ipotezei menţionată anterior, că se compun numai fundamentalele forţelor magnetomotoare, deci înlocuind în (25.3) valorile lui Iw şi $i_e w_e$ din (22.2) şi (24.1) se obţine valoarea lui C.

In cazul maşinilor cu poli înnecaţi, factorul de transformare a amperspirelor de reacţie a indusului este:

$$C = \frac{k_a}{k_1}\,, \tag{25.4}$$

k_a fiind dat de expresia (22.3) şi următoarele, iar k_1, de expresia (6.1).

In cazul maşinilor cu poli aparenţi, factorul de transformare C este diferit pentru amperspirele de reacţie longitudinală faţă de cele de reacţie transversală, din cauza reluctanţei diferite a celor două direcţii de acţiune a forţei magnetomotoare. Deaceea se definesc doi factori de transformare: C_l pentru forţa magnetomotoare de reacţie longitudinală, şi C_p pentru forţa magnetomotoare de reacţie transversală.

La maşinile sincrone cu poli aparenţi şi cu întrefier uniform sub aceşti poli, aceşti factori sunt daţi de expresiile:

$$C_l = \frac{\gamma\pi + \sin\gamma\pi}{4\sin\gamma\,\dfrac{\pi}{2}}\,k_a = k_l\,k_a\,; \tag{25.5}$$

$$C_q = \frac{\gamma\pi - \sin\gamma\pi + \dfrac{2}{3}\cos\gamma\,\dfrac{\pi}{2}}{4\sin\gamma\,\dfrac{\pi}{2}}\,k_a = k_q\,k_a\,. \tag{25.6}$$

γ fiind factorul de acoperire al polului inductor (raportul dintre lăţimea polului şi pasul polar), iar k_a fiind dat de (22.3).

De multe ori la maşinile sincrone cu poli aparenţi se face întrefierul neuniform, pentru a se obţine o curbă de câmp mai apropiată de sinusoidă. Practic, întrefierul variabil se obţine dând piesei polare altă rază de curbură decât ar rezulta din diametrul roţii polare.

Constructorii sovietici fac întrefierul la marginea piesei polare de 1,5 — 2 ori mai mare ca la mijlocul polului. Alţi constructori recomandă ca la o distanţă de $0{,}33\tau_p$ măsurată dela axa polului, întrefierul să fie de două ori mai mare ca în dreptul axei polului.

In acest caz, se consideră că inducţia în întrefier variază practic sinusoidal. Coeficienţii de transformare în acest caz, devin:

$$C_l = \frac{4}{3}\,\frac{\left(3 - \sin^2\gamma\,\dfrac{\pi}{2}\right)\sin\gamma\,\dfrac{\pi}{2}}{\gamma\pi + \sin\gamma\pi}\,k_a = k_l\,k_a\,; \tag{25.7}$$

$$C_q = \frac{4}{3}\,\frac{\sin^3\gamma\,\dfrac{\pi}{2} + \dfrac{1}{2}\cos\gamma\,\dfrac{\pi}{2}}{\gamma\pi + \sin\gamma\pi}\,k_a = k_q\,k_a\,. \tag{25.8}$$

In fig. 17 şi 18 sunt date curbele de variaţie ale factorilor k_l şi k_q în funcţie de γ, pentru cele două cazuri: întrefier constant sub pol şi întrefier variabil, pentru obţinerea câmpului sinusoidal.

Factorii de echivalenţă daţi în expresiile (25.4 — 25.8) sunt valabili şi pentru maşinile sincrone monofazate, în care caz, k_a se va lua după expresia (22.5) sau (22.6).

Observaţie. Se poate defini şi un factor de transformare C', pentru a se compune direct curenţii în locul forţelor magnetomotoare, adică se poate defini un curent inductor i'_e echivalent curentului I din indus:

$$i'_e = C'\,I.$$

Comparând această relaţie cu (25.3) se obţine imediat:

$$C' = \frac{w}{w_e}\,C.$$

ε) *Maşina sincronă în sarcină.* Mersul în gol şi în scurtcircuit sunt cazuri speciale ale sarcinii oarecare, care rezultă din triunghiul OAB (fig. 15):

$$\Theta_e = \Theta_0 + \Theta_a \,. \tag{25.9}$$

Este important să se cunoască funcţionarea maşinii, în cazul când tensiunea

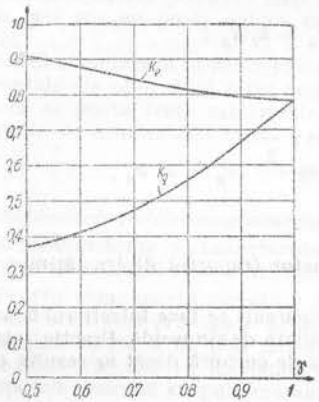


Fig. 17. Variaţia factorilor k_l şi k_q în funcţie de γ, pentru maşini cu poli aparenţi cu întrefier constant sub pol.

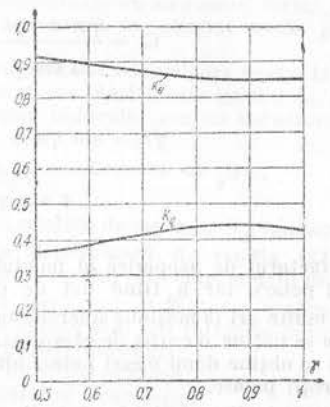


Fig. 18. Variaţia factorilor k_l şi k_q în funcţie de γ, pentru maşini cu poli aparenţi cu întrefier variabil (pentru obţinerea câmpului sinusoidal.)

la borne U este constantă, $U = U_n$, acesta fiind regimul normal de funcţionare a maşinii sincrone. Rezultă imediat că $\Theta_0 = \text{const}$.

Se disting două cazuri importante:

— funcţionarea cu sarcină activă constantă, $\Theta_a \cos\varphi = \text{const}$ (fig. 19),

— funcţionarea cu excitaţie constantă $\Theta_e = \text{const}$. (fig. 21).

F u n c ţ i o n a r e a c u s a r c i n ă a c t i v ă c o n s t a n t ă. Triunghiul OAB se schimbă după mărimea excitaţiei. Totodată variază unghiul φ, deasemenea

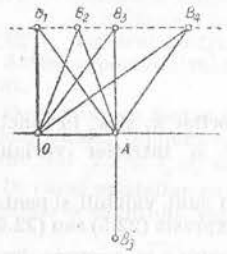


Fig. 19. Funcţionarea maşinii sincrone la o sarcină activă constantă şi tensiune constantă la borne.

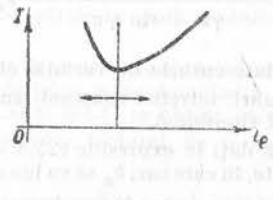


Fig. 20. Curba de funcţionare a maşinii sincrone după fig. 19.

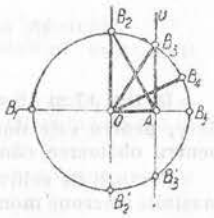


Fig. 21. Funcţionarea maşinii sincrone la excitaţie constantă şi tensiune constantă la borne.

şi valoarea Θ_e, adică curentul de excitaţie i_e. Dacă se trasează curba curentului I în funcţie de excitaţie i_e, se va obţine o curbă în V (fig. 20). Punctul unde I este minim, corespunde triunghiului OAB_3, $\cos\varphi = 1$. Excitaţia mai mare (supraexcitaţie) înseamnă producere de energie reactivă, iar excitaţie mai mică

(subexcitaţie) înseamnă absorbţie de energie reactivă pentru menţinerea lui Θ_0. Curentul de sarcină I creşte deasemenea. Cea mai mică excitaţie cu care maşina mai poate să funcţioneze este determinată de relaţia:

$$\Theta_{e\,min} = \Theta_a \cos\varphi, \tag{25.10}$$

ceeace înseamnă că forţa magnetomotoare a inductorului trebue să fie cel puţin tot atât de mare cât forţa magnetomotoare a indusului corespunzând componentei active a curentului indusului.

Dacă se micşorează excitaţia mai departe, maşina nu va mai putea să producă cuplul corespunzător sarcinii active şi va ieşi din sincronism, adică se va desprinde *).

Dacă o maşină merge singură într'o reţea, de exemplu debitând curent pe o rezistenţă pur ohmică, triunghiul OAB nu îşi mai schimbă forma, iar variaţia curentului, în sensul fig. 20, nu mai poate avea loc, deoarece de data aceasta $\cos\varphi$ este constant.

In acest caz, U este variabil şi se va micşora odată cu micşorarea excitaţiei. Triunghiurile se vor micşora, însă vor rămâne asemenea.

O bservaţie importantă este aceea că, în cazul tensiunii constante la borne, sarcina activă nu poate fi influenţată de variaţia excitaţiei. Numai o variaţie a cuplului la arbore poate influenţa sarcina activă, deci este necesar să se acţioneze asupra regulatorului maşinii de antrenare.

Funcţionarea maşinii ca motor este exprimată în diagrama din fig. 19, prin punctul B_3', situat sub axa OA. Acest regim de funcţionare va fi tratat detaliat mai departe.

F u n c ţ i o n a r e a c u e x c i t a ţ i e c o n s t a n t ă. In cazul când excitaţia este constantă, toate punctele de funcţionare B se găsesc pe un cerc cu raza $\Theta_e = \text{const}$ (fig. 21). Deoarece s'a presupus că şi $U = \text{const}$, rezultă că şi $\Theta_0 = \text{const}$.

O schimbare a sarcinii, care aici se va manifesta printr'o deplasare a punctului B pe cerc, se produce prin modificarea corespunzătoare a sarcinii active respective şi a cuplului de antrenare. Totodată se schimbă şi sarcina reactivă.

Punctul B_3 (fig. 21) corespunde unei sarcini pur active ca generator iar B_3', ca motor ($\cos\varphi = 1$).

In punctul B_2, maşina poate produce cea mai mare putere activă; pentru B_2 puterea maşinii care funcţionează ca motor este maximă (sarcină de desprindere). In ambele cazuri, maşina nu mai este independentă din punct de vedere magnetic, ci trebue să absoarbă curent magnetizant dela reţea, pentru a putea menţine forţa magnetomotoare Θ_0.

In punctul B_5 maşina dă cea mai mare putere reactivă. B_5 este trecerea maşinii din starea de generator în cea de motor. Punctul opus, B_1, corespunde unei sarcini pur capacitive. Aici, unghiul β dintre pol şi câmp este de 180°, din care cauză funcţionarea este labilă şi deci nu prezintă interes practic.

Atât în funcţionarea ca motor cât şi ca generator, pentru fiecare sarcină activă există două puncte de funcţionare cu puteri reactive diferite. Dintre aceste două puncte, numai unul se găseşte în regiunea stabilă. Regiunea stabilă este pentru $|\beta| \leqslant 90°$ şi este cuprinsă între B_2 şi B_2', prin B_5.

Dela B_3, prin B_5, până la B_3', maşina este supraexcitată, dela B_2 până la B_3 pe de o parte, şi B_2' la B_3' pe de altă pare, ea este subexcitată, cu toate că excitaţia în sine este menţinută constantă. Cauza constă în variaţia sarcinei active.

*) Acest lucru este adevărat în mod riguros numai la maşina sincronă cu poli înecaţi. Mai departe (v. paragraful 56) se arată un tip de maşină sincronă, cu poli aparenţi, care funcţionează stabil *fără excitaţie pe rotor*. In general însă se cere ca condiţia de stabilitate mai sus dată să fie îndeplinită şi la maşinile sincrone cu poli aparenţi.

26. Maşina sincronă monofazată *). Spre deosebire de maşina sincronă trifazată, unde există două forţe magnetomotoare care se rotesc în spaţiu cu viteză sincronă şi au între ele o poziţie relativă bine determinată, în cazul maşinii sincrone monofazate numai o singură forţă magnetomotoare se roteşte şi anume, cea a inductorului, în timp ce forţa magnetomotoare a indusului este fixă în spaţiu, variind pe loc, cu frecvenţa curentului. Modul de compunere al forţelor magnetomotoare diferă mult după amortizarea plasată pe inductori.

Maşina neamortizată, care la mersul în gol produce o forţă electromotoare sinusoidală, posedă în curbele de tensiune şi curent la sarcină, o serie întreagă de armonice superioare, de ordin impar.

Fenomenele pot deveni mai clare, dacă se descompune unda fundamentală a forţei magnetomotoare a indusului, în două forţe magnetomotoare care se învârtesc cu viteză sincronă în sensuri contrare, cu amplitudinea pe jumătate, $\frac{\Theta_{a1}}{2}$. Componenta Θ_{a1d}, care se roteşte în acelaşi sens cu inductorul, intră în compunere cu o parte egală, corespunzătoare, din excitaţie şi complectează astfel triunghiul undelor fundamentale ale forţelor magnetomotoare, ca şi la maşina trifazată. Jumătatea rămasă, Θ_{a1i}, se roteşte în sens invers faţă de inductor, cu dublul vitezei de sincronism, iar câmpul produs de acesta induce în bobinele de excitaţie ale inductorilor forţe electromotoare — şi deci curenţi — de frecvenţă dublă. Forţa magnetomotoare produsă de aceşti curenţi de frecvenţă dublă este alternativă, însă fixă faţă de inductor. Dacă se descompune şi această forţă magnetomotoare în două componente învârtitoare în sensuri contrare, una din ele, Θ_{e2i}, se va roti în sens contrar inductorului, cu viteză sincronă, şi va putea compensa Θ_{a1i}. Partea cealaltă, Θ_{e2d} se roteşte în acelaşi sens cu inductorul, cu o viteză de trei ori mai mare decât viteza sincronă (faţă de indus). O parte din aceasta, Θ_{03}, va produce o forţă electromotoare E_3, de frecvenţă de trei ori mai mare, iar partea care rămâne va compensa o forţă magnetomotoare învârtitoare a indusului Θ_{a3d}, de frecvenţă de trei ori mai mare, provenită dintr'un curent indus cu o frecvenţă de trei ori mai mare. Dar la această forţă magnetomotoare Θ_{a3d} care se roteşte în acelaşi sens, va mai corespunde şi una Θ_{a3i} rotindu-se în sens contrar, deoarece indusul nu poate produce decât forţa magnetomotoare alternative, monofazate.

Θ_{a3i} rămâne în plus şi acţionează din nou asupra inductorului, întocmai ca Θ_{a1i}: produce o forţă magnetomotoare Θ_{e4i}, etc. Cercul acţiunilor şi reacţiunilor nu se închide. In indus apare o serie infinită de armonice superioare de ordin impar, iar în inductor o serie de armonice de ordin par. Ecuaţiile care urmează concretizează relaţiile descrise dintre forţele magnetomotoare disponibile pentru magnetizare Θ_{01}, Θ_{03}, etc., şi forţele magnetomotoare legate între ele şi care se compensează reciproc.

$$\left.\begin{aligned}
\Theta_e &= \Theta_{01} \hat{+} \Theta_{a1d} && \text{şi rămâne în plus } \Theta_{a1i};\\
\Theta_{a1i} &= \Theta_{e2i} && \text{şi rămâne în plus } \Theta_{e2d};\\
\Theta_{e2d} &= \Theta_{03} \hat{+} \Theta_{a3d} && \text{şi rămâne în plus } \Theta_{a3i};\\
\Theta_{a3i} &= \Theta_{e4i} && \text{şi rămâne în plus } \Theta_{e4d};\\
\Theta_{e4d} &= \Theta_{05} \hat{+} \Theta_{a5d} && \text{şi rămâne în plus } \Theta_{a5d};\\
& && \text{etc.}
\end{aligned}\right\} \quad (26.1$$

*) Maşina sincronă monofazată se foloseşte rareori, dar regimul de funcţionare monofazat este posibil şi la generatorul trifazat, anume în cazul sarcinilor nesimetrice sau în cazul scurtcircuitului monofazat, din care motiv prezintă interes pentru a fi examinat.

Cu totul altfel se comportă maşina sincronă monofazată cu bobinaj de amortizare. Amortizorii formează o colivie complectă, deoarece interesează în primul rând amortizarea câmpului transversal, ceeace nu este posibil la maşinile cu colivie incomplectă. Amortizarea câmpului longitudinal este dată în parte de însuşi bobinajul de excitaţie.

Şi la o maşină al cărei inductor este prevăzut cu amortizori, Θ_a trebue să fie imaginat descompus în cele două componente învârtitoare.

In acest caz se obţine:

$$\Theta_{ad} = \frac{\Theta_a}{2} = \Theta_{ai} \quad (26.2)$$

şi

$$\Theta_e = \Theta_0 + \Theta_{ad}. \quad (26.3)$$

Θ_{ai} rămâne. Bobinajul de amortizare însă poate reacţiona aici foarte bine impotriva lui Θ_{ai}, deoarece va produce o forţă magnetomotoare învârtitoare egală şi de sens contrar, anihilând-o. In felul acesta, nu se amorsează cercul acţiunilor şi reacţiunilor exprimat prin (26.1); maşina are numai un câmp produs de Θ_0 şi numai o forţă magnetomotoare alternativă în indus. In curentul indusului nu se vor produce din această cauză armonice superioare. In colivia complectă de amortizare circulă un curent de frecvenţă dublă faţă de frecvenţa curentului indus, iar în bobinajul de excitaţie circulă numai curent continuu. (dacă amortizarea este «perfectă»).

La această maşină, se poate aplica teoria desvoltată la maşina sincronă trifazată, cu remarca de a lua ca forţă magnetomotoare de reacţie Θ_{am} jumătate din fundamentala forţei magnetomotoare produse de indus, adică

$$\Theta_{am} = \frac{\Theta_a}{2} = \frac{k_a}{2}\,\frac{Iw}{2p}, \quad (26.4)$$

iar colivia rotorului trebue dimensionată astfel, încât să distrugă componenta forţei magnetomotoare ce se roteşte în sens invers inductorilor.

f) Fluxurile de scăpări în maşina sincronă

27. Generalităţi. Fluxul util al maşinii sincrone este creat de forţa magnetomotoare rezultantă în întrefier, cu multă aproximaţie de fundamentala forţei magnetomotoare rezultante. Insă forţa magnetomotoare a indusului pe de o parte şi forţa magnetomotoare a inductorului pe de altă parte, mai crează şi fluxuri care nu străbat ambele înfăşurări, a inductorului şi a indusului. Aceste fluxuri, împreună cu fluxul armonicelor de câmp ale indusului, formează fluxurile de scăpări ale maşinii sincrone. Ele pot fi localizate în două părţi ale maşinii: în indus şi în inductor.

Fluxul de scăpări al indusului se poate împărţi în patru categorii, după locul unde se produce: fluxul de scăpări transversal prin crestătură, fluxul de scăpări la capetele dinţilor, fluxul de scăpări la capetele de bobină şi fluxul de scăpări diferenţial, produs de armonicele superioare ale forţei magnetomotoare de reacţie a indusului.

Dacă maşina nu este prea saturată şi fluxurile de scăpări sunt relativ mici faţă de fluxul principal, se poate considera acţiunea fluxurilor de scăpări ale indusului independentă de acţiunea fluxului principal. In acest caz se poate defini o inductanţă, respectiv o reactanţă de scăpări a indusului, care va fi independentă de regimul de funcţionare al maşinii.

Fluxurile de scăpări ale indusului, fiind fluxuri alternative, pot produce pierderi suplimentare în conductorii de cupru, iar la capetele de bobină pot produce curenţi turbionari în piesele masive de fixare a bobinajului, ceeace poate provoca puternice încălziri locale, deci efecte dăunătoare funcţionării maşinii.

Pe de altă parte, fluxurile de scăpări ale indusului limitează curentul de scurtcircuit, mai ales în primul moment al scurtcircuitului brusc, ceeace este un avantaj; deaceea, în multe cazuri la maşinile sincrone de putere mare se măresc în mod artificial scăpările.

Un fenomen similar se produce şi la inductori. Nu tot fluxul inductor străbate indusul, ci o parte se închide transversal, între poli, sau prin crestături la maşinile cu poli înnecaţi. Acest flux are ca efect saturarea circuitului magnetic al inductorilor în mod inutil, deci constitue un fenomen supărător. Fluxul de scăpări al inductorilor, fiind un flux învârtitor, poate induce în piesele masive aflate în repaus (frete, carcasă, etc.), curenţi turbionari, şi deci poate provoca încălziri locale. Acest efect poate fi înlăturat micşorând fluxul de scăpări frontal al inductorilor (un mijloc destul de eficace este executarea inductorului cu câţiva milimetri mai scurt decât indusul) şi păstrând distanţe destul de mari până la piesele masive aflate în repaus.

28. **Fluxul de scăpări al indusului.** Se deosebesc patru categorii de fluxuri de scăpări ale indusului:

— fluxul de scăpări transversal prin crestătură;
— fluxul de scăpări la capetele dinţilor;
— fluxul de scăpări la capetele de bobină;
— fluxul de scăpări diferenţial.

Deobicei se defineşte o inductanţă, respectiv o reactanţă de scăpări, mânuirea ei fiind mai comodă în calcule, relaţia dintre inductanţa de scăpări L_s şi fluxul de scăpări Φ_s fiind:

$$L_s I = w\Phi_s, \tag{28.1}$$

I şi w fiind curentul şi numărul de spire al bobinajului considerat.

Pentru calculul inductanţei de scăpări L_s, respectiv al reactanţei de scăpări $X_s' = 2\pi f L_s$, este necesară cunoaşterea permeanţei Λ a drumului fiecărui flux.

Permeanţa scăpărilor transversale prin crestătură. La bobinajele într'un singur strat, cu pas diametral, permeanţa transversală a crestăturii este (cu notaţiile conform fig. 22, *a*).

$$\Lambda_c = \left(\frac{h_1}{3b_c} + \frac{h_2}{b_c} + \frac{2h_3}{b_c + b_4} + \frac{h_4}{b_4}\right) l_i, \tag{28.2}$$

l_i fiind lungimea de calcul a indusului, în cm.

La bobinajele în două straturi, cu pas diametral (cu notaţii conform fig. 22, *b*):

$$\Lambda_c = \left(\frac{h_1}{3b_c} + \frac{h_2}{b_c} - \frac{h_x}{12b_c} + \frac{2h_3}{b_c + b_4} + \frac{h_4}{b_4}\right) l_i. \tag{28.3}$$

In cazul bobinajelor în două straturi cu raport de pas scurtat β mai mare decât 0,67, permeanţa Λ_c se înmulţeşte cu un factor:

$$\Lambda_{cs} = \Lambda_c \frac{3\beta + 1}{4}, \tag{28.4}$$

Λ_{cs} fiind adevărata permeanţă, ţinând cont de scurtarea pasului.

La crestături rotunde (conform fig. 22, *c*):

$$\Lambda_c = \left(0{,}66 + \frac{h_4}{b_4}\right) l_i. \tag{28.5}$$

Permeanţa scăpărilor la capetele dinţilor. Cu notaţiile din fig. 23, permeanţa scăpărilor la capetele dinţilor este dată de expresia (28.6) pentru maşini sincrone cu poli înnecaţi;

$$\Lambda_d = 1{,}1 \frac{1+\gamma}{16} \frac{\tau_{s1} - b_{4s} - \frac{1-\gamma}{1+\gamma} b_{4r}}{\delta} l_i, \tag{28.6}$$

δ fiind grosimea simplă a întrefierului, iar γ factorul de acoperire al polului (raportul

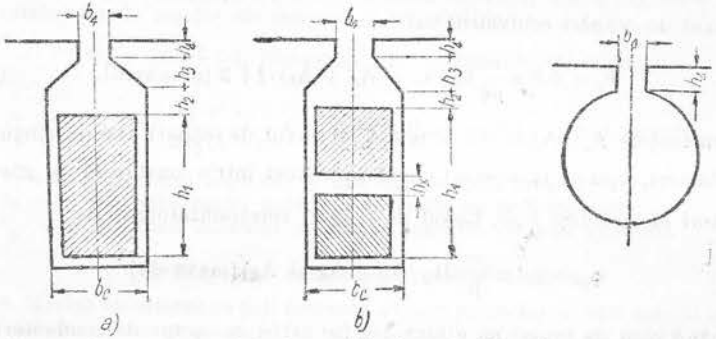


Fig. 22. Tipuri caracteristice de crestături pentru determinarea permeanţei de scăpări transversale.

dintre porţiunea mediană în care inducţia este constantă şi pasul polar).

In cazul polilor aparenţi, cu aceleaşi notaţii:

$$\Lambda_d = 1{,}2 \frac{\gamma}{8} \frac{\tau_{1s} - b_{4s}}{\delta}, \tag{28.7}$$

iar în cazul polilor aparenţi cu întrefier uniform (pentru obţinerea câmpului sinusoidal) se ia:

$$\Lambda_d = 0{,}9 \frac{\gamma}{8} \frac{\tau_{1s} - b_{4s}}{\delta}. \tag{28.8}$$

Dacă bobinajul este cu pas scurtat permeanţa devine:

$$\Lambda_{ds} = \Lambda_d (0{,}4\ \beta + 0{,}6). \tag{28.9}$$

Permeanţa de scăpări la capetele de bobină. Această permeanţă se calculează pentru maşini trifazate cu expresia:

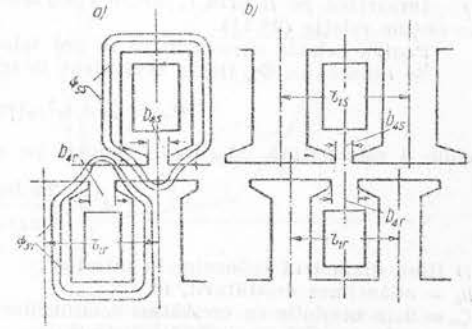


Fig. 23. Intrefierul maşinii cu poli înnecaţi.

$$\Lambda_k = C_b\, q\, (l_k - 0{,}64\ \tau_p' \beta), \tag{28.10}$$

unde q este numărul de crestături pe pol şi fază, l_k lungimea medie a capetelor de bobină, în cm, iar τ_p' pasul polar măsurat la jumătatea crestăturilor, în cm; C_b este o constantă care depinde de tipul bobinajului:

bobinaj într'un singur strat, în două etaje . . . $C_b = 0{,}67$;
bobinaj într'un singur strat, în trei etaje,
sau bobinaj în două straturi . . . $C_b = 0{,}33$.

Influenţa fluxului de scăpări diferenţial (datorit armonicelor superioare ale forţei magnetomotoare a indusului) se obişnuieşte la maşinile sincrone să se aprecieze procentual. Pentru turbogeneratori se ia un factor de majorare $k_d = 1{,}03$, iar pentru hidrogeneratori după caz $k_d = 1{,}08 \ldots 1{,}17$, astfel că reactanţa totală de scăpări a maşinii sincrone se exprimă prin relaţia:

$$X_s = 1{,}58 \frac{w^2}{pq} f \cdot k_d (\Lambda_c + \Lambda_d + \Lambda_k) \cdot 10^{-7} [\Omega \text{ fază}]. \qquad (28.11)$$

Fluxul de scăpări echivalent este:

$$\Phi_s = 0{,}8\, \pi \frac{w}{pq} k_d (\Lambda_c + \Lambda_d + \Lambda_k) \cdot I \sqrt{2} \text{ [maxwelli]}. \qquad (28.12)$$

Permeanţele Λ_c, Λ_d şi Λ_k se referă la fluxul de scăpări al unui singur grup de conductori, aşezaţi în aceeaşi crestătură. Cum într'o crestătură se găsesc $\frac{w}{pq}$ conductori ai aceloraşi faze, fluxul de scăpări corespunzătoare este:

$$\varphi_s = 0{,}4\, \pi \frac{w}{p} I k_d (\Lambda_c + \Lambda_d \text{ şi } \Lambda_k) \text{ [maxwelli]}.$$

Ţinând cont de faptul că o fază are $2w$ astfel de grupe de conductori şi că tensiunea indusă este $E = 2\pi f \sum w\varphi$, rezultă:

$$E = 2\pi f \sum w\varphi = 2\pi f \cdot 2w\, 0{,}4\, \pi \frac{w}{pq} I k_d (\Lambda_c + \Lambda_d + \Lambda_k)\, 10^{-8} \text{ [V]}.$$

Împărţind pe E prin I, pentru a găsi reactanţa de scăpări şi aranjând termenii, se obţine relaţia (28.11).

Pentru calcule aproximative se pot folosi şi formulele de mai jos.

Se notează cu Φ_{sc} fluxul echivalent de scăpări al conductorilor din crestături:

$$\Phi_{sc} = \zeta_n A h_c l_{Fe} \text{ [maxwelli]}. \qquad (28.13)$$

unde A este pătura de curent (amperi pe centimetru);

$$A = \frac{2m I w}{\pi D}, \qquad (28.14)$$

D fiind diametrul indusului în întrefier;
h_c — adâncimea crestăturii, în cm;
$\zeta_n = 9$ la maşinile cu crestături semiînchise;
$\zeta_n = 7$ la maşinile cu crestături deschise.

Fluxul echivalent de scăpări dela capetele de bobină, Φ_{sk}, se determină cu ajutorul relaţiei:

$$\Phi_{sk} = \zeta_s A \tau_p^2 \text{ [maxwelli]}, \qquad (28.15)$$

unde $\zeta_s = 1{,}2$ la bobinajele într'un singur strat;
$\zeta_s = 1{,}1$ la bobinajele în două straturi.

Fluxul total de scăpări Φ_s este:

$$\Phi_s = \Phi_{sc} + \Phi_{sk}. \qquad (28.16)$$

Experimental, fluxul de scăpări poate fi determinat alimentând indusul maşinii cu curentul nominal, inductorul fiind scos. În acest caz se măsoară suma $\Phi_s + \Phi_\Omega$, Φ_Ω fiind un flux suplimentar, dat de expresia:

$$\Phi_\Omega = 1{,}1\, \tau_p\, l_i\, A \text{ [maxwelli]}. \qquad (28.17)$$

Forţa electromotoare E_s datorită fluxului de scăpări Φ_s se calculează cu formula:

$$E_S = 4{,}44\, w\, \Phi_S\, f\, 10^{-8} \text{ [V]}, \qquad (28.18)$$

29. Fluxul de scăpări al inductorului. Se poate calcula în mod acoperitor (considerând Θ_i = amperspirele pe pol pentru întrefier, dinţi, jug indus, mărite cu amperspirele de reacţie ale indusului) cu relaţiile:

$$\Phi_{si} = 20 \frac{h_c}{\tau_p} l \Theta_i \text{ [maxwelli], la maşini cu poli înnecaţi} \qquad (29.1)$$

$$\Phi_{si} = (7{,}5\, h_l + 1{,}6\, h_p) \frac{2l + \tau_p \gamma}{2\tau_p (1 - \gamma)} \Theta_i \text{ [maxwelli], la maşini cu poli aparenţi,} \qquad (29.2)$$

unde: h_c este adâncimea crestării la maşinile cu poli înnecaţi;
h_l — înălţimea piesei polare la maşinile cu poli aparenţi;
h_p — înălţimea miezului polului la maşinile cu poli aparenţi.

g) Diagrama complectă a maşinii sincrone

30. Maşina cu rotorul cu poli înnecaţi. Pentru proiectarea unei maşini sincrone, sau examinarea precisă a comportării ei la anumite sarcini, se cer relaţii cantitative exacte. Aceste relaţii se stabilesc cu ajutorul diagramei complecte a maşinii sincrone. Şi această diagramă comportă oarecare aproximaţie: neglijarea armonicelor forţei electromotoare şi ale câmpurilor, aproximaţie care în practică a fost găsită satisfăcătoare aşa cum s'a mai menţionat înainte.

Cazul cel mai simplu este acela al maşinii cu întrefier uniform (poli inductori înnecaţi).

Se porneşte dela curba de magnetizare. Aceasta se calculează ca la orice maşină, pentru diferitele părţi are maşinii. Se consideră, pe de o parte, caracteristica de gol pentru întrefier, dinţi şi jugul indusului:

$$E = f_a (\Theta_{\delta dj1}) \qquad (30.1)$$

şi, pe de altă parte, caracteristica de gol pentru polii inductori şi jugul rotoric;

$$E = f_i (\Theta_{pj2}). \qquad (30.2)$$

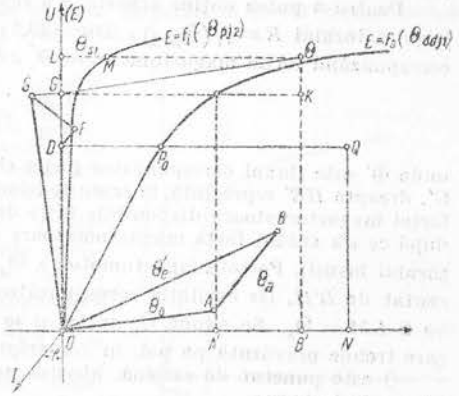


Fig. 24. Diagrama complectă de funcţionare a maşinii sincrone cu poli înnecaţi.

Această considerare separată a celor două porţiuni ale circuitului magnetic este necesară pentru a se putea ţinea seama de creşterea inducţiilor în poli şi jugul rotorului, datorită scăpărilor de flux ale inductorului.

Diagrama din fig. 24 arată cum se determină excitaţia necesară la o anumită sarcină, pentru o tensiune dată.

In această diagramă este reprezentată caracteristica $f_a(\Theta_{\delta\, di1})$ pentru întrefier, dinţi şi jugul indusului. In figură:

$\overline{OD}$ este tensiunea la borne U, pe fază (de bobinaj);

$\overline{DF}$ — căderea de tensiune ohmică RI, pe fază, paralelă cu I;

$\overline{FG}$ — căderea de tensiune inductivă $X_s I = E_s$, pe fază, perpendiculară pe I;

$\overline{OG}$ — reprezintă deci, forţa electromotoare, care trebue produsă de fluxul principal Φ', care străbate bobinajul indusului.

Din caracteristica de gol rezultă amperspirele Θ_0 corespunzătoare forţei electromotoare $\overline{OG}$. Acestea sunt reprezentate în $\overline{OA}$, perpendicular pe $\overline{OG}$, deoarece Θ_0 este în avans cu 90° faţă de forţa electromotoare, reprezentată prin vectorul $\overline{OG}$; $\overline{AB}$ se ia egală ca forţa magnetomotoare a indusului Θ'_a. In acest caz, Θ'_a nu reprezintă valoarea maximă a fundamentalei, conform relaţiei (22.2) ci amperspirele echivalente de pe polul inductorului, (v. § 25, δ); după relaţia (25.3) şi (25.4):

$$\Theta'_a = \frac{k_a}{k_1}\,\frac{Iw}{2p}\ [\text{A.sp}]. \tag{30.3}$$

Forţa magnetonmotoare Θ'_a este paralelă cu I.

Triunghiul OAB corespunde triunghiului forţelor magnetomotoare din fig. 15. $\overline{OB} = \overline{OB'} = \Theta'_e$ dă excitaţia necesară magnetizătii întrefierului, a dinţilor şi a jugului indusului, ţinând seamă de reacţia indusului. Mai lipseşte excitaţia pentru poli şi jugul rotorului.

Pentru a putea obţine aceasta, s'a reprezentat şi caracteristica pentru poli şi jugul rotorului $E = f_i(\Theta_{pj2})$. Din (29,1) se poate calcula fluxul de scăpări Φ_s, corespunzând forţei magnetomotoare Θ'_e. $\overline{HK}$ se va determina folosind proporţia:

$$\frac{\overline{HK}}{\overline{KB'}} = \frac{\Phi_s}{\Phi'},$$

unde Φ' este fluxul corespunzător forţei electromotoare $\overline{OG}$. Dacă se uneşte H cu G', dreapta HG' reprezintă, la scara tensiunilor, fluxul din inductor, corespunzător forţei magnetomotoare disponibile între doi poli în intrefier (adică cea rămasă după ce s'a scăzut forţa magnetomotoare folosită pentru magnetizarea inductorului însuşi). Forţei magnetomotoare Θ'_e îi corespunde un flux inductor reprezentat de $B'H$, iar excitaţia corespunzătoare, necesară magnetizării inductorului, va fi $LM = \Theta_s$. Se adună Θ_e cu Θ_s şi se obţine în $ON = \Theta''_e$, excitaţia totală care trebue prevăzută pe pol, în amperspire.

Q este punctul de sarcină, abscisa sa este excitaţia totală, iar ordonata tensiunea la borne.

31. **Maşina cu poli aparenţi.** Compunerea vectorială a forţelor magnetomotoare Θ'_e şi Θ_e, sub un unghi oarecare, nu este admisibilă la maşinile cu poli aparenţi, din cauză că întrefierul nu este egal peste tot.

Din această cauză Θ_a se descompune în două componente, perpendiculare una pe alta: o componentă în direcţia axei polului, ca o forţă magnetomotoare longitudinală, şi alta, în direcţia golului între poli, ca o forţă magnetomotoare transversală.

Forţa magnetomotoare de reacţie longitudinală se poate aduna algebric cu forţa magnetomotoare de pe inductori, având aceeaşi axă, pe când forţa magnetomotoare de reacţie transversală are un efect de distorsionare a câmpului sub poli, pe de o parte, iar pe de alta, produce un flux care se închide transversal pe poli, producând o forţă electromotoare de natura unei forţe electromotoare de scăpări.

Notând cu Ψ unghiul de fază dintre curentul din indus I şi forţa electromotoare E_0 de mers în gol, corespunzătoare aceleaşi poziţii a inductorilor, cele două componente ale fundamentalei forţei magnetomotoare de reacţie Θ_a, longitudinală Θ_{al} şi transversală Θ_{aq}, sunt date de:

$$\left.\begin{aligned}\Theta_{al} &= \Theta_a \cos\Psi;\\ \Theta_{aq} &= \Theta_a \sin\Psi.\end{aligned}\right\} \tag{31.1}$$

Amperspirele echivalente de pus pe polii inductori, care ar produce aceleaşi fundamentale ale câmpurilor ca şi forţa magnetomotoare Θ_{al} şi Θ_{aq} sunt date de relaţiile:

$$\left.\begin{aligned}\Theta'_{al} &= k_l\,\Theta_a \cos\Psi;\\ \Theta'_{aq} &= k_q\,\Theta_a \sin\Psi.\end{aligned}\right\} \tag{31.2}$$

unde k_l şi k_q sunt daţi de fig. 17 şi fig. 18.

Relaţia dintre amperspirele echivalente Θ'_{al} şi forţa electromotoare longitudinală corespunzătoare este dată de curba de magnetizare, cum se va arăta la construirea diagramei complete.

Amperspirele de reacţie transversală produc un flux care, practic, este independent de starea de saturaţie a maşinii. Din această cauză, există două metode de determinare a fluxului produs de acestea, respectiv a forţei electromotoare corespunzătoare: cu ajutorul «liniei întrefierului» şi prin calcul direct.

Prima metodă se bazează pe faptul că porţiunea iniţială liniară, a curbei de magnetizare a maşinii, este dată de amperspirele necesare magnetizării întrefierului, din care cauză dreapta tangentă la porţiunea iniţială a caracteristicei este numită «linia întrefierului» (fig. 25). Ducând în abscisă amperspirele Θ'_{aq} (fig 25), se găseşte în ordonată forţa electromotoare transversală E_q, pe linia întrefierului. In fig. 25 s'a exagerat mărimea forţei magnetomotoare Θ'_{ab}, pentru a arăta că relaţia dintre E_q şi Θ'_{aq} este dată de linia întrefierului.

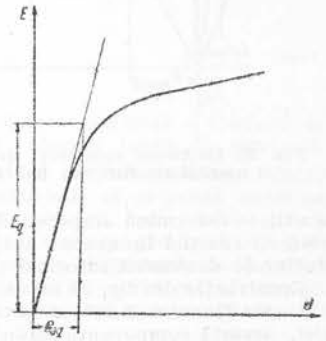


Fig. 25. Determinarea forţei electromotoare transversale E_q.

A doua metodă calculează direct fluxul transversal Φ_q, în funcţie de amperspirele transversale Θ'_{aq}:

$$\Phi_q = 0{,}8\, k_1\, \tau_p\, l_i \frac{\Theta'_{aq}}{\delta} = \frac{2}{5m}\, k_1\, C_q\, A \tau_p^2\, \frac{i_1}{\delta} \cos\Psi\ [\text{maxwelli}]. \tag{31.3}$$

Aici, k_1 este dat de (6.1) în cazul întrefierului constant sub pol; δ este grosimea întrefierului (la mijlocul polului), în cm; C_q este dat de (25.6) sau (25.8); τ_p este lungimea pasului polar, în cm; l_i este lungimea de calcul a maşinii, în cm; A este

pătura de curent (28.13), iar m, numărul de faze al bobinajului. În cazul întrefierului neuniform sub pol, pentru obţinerea unui câmp sinusoidal, k_1 este dat de relaţia:

$$k_1 = \gamma + \frac{\sin \gamma\pi}{\pi}. \tag{31.4}$$

Relaţia dintre forţa electromotoare E_q şi fluxul Φ_q este:

$$E_q = \frac{2\pi}{\sqrt{2}} \xi_{ri}\, \xi_{si}\, w\, \Phi_q\, f\, 10^{-8} \quad [\mathrm{V}]. \tag{31.5}$$

Dacă se face $\Psi = 0$, se obţin valorile maxime ale fluxului ($\Phi_{q\,\max}$) şi a forţei electromotoare transversale ($E_{q\,\max}$).

Construirea diagramei complecte de funcţionare a maşinii sincrone cu poli aparenţi se face ca în fig. 26. Şi aici s'au reprezentat curbele de magnetizare parţiale $E = f_a(\Theta_{\delta dj1})$ şi $E = f_i(\Theta_{pj2})$. Construirea conturului $ODFG$ se face ca şi la maşina cu poli înnecaţi: $\overline{OD} = \overline{U}$, $\overline{DF} = \overline{RI}$, $\overline{FG} = \overline{E}_s = jX_s\,\overline{I}$. $\overline{OG}$ va reprezenta forţa electromotoare în sarcină a maşinii (creată de fluxul rezultant în întrefier). Dacă se duce în prelungirea lui $\overline{FG}$ valoarea $\overline{GR} = E_{q\,\max}$ (E_q, pentru $\Psi = 90°$) se uneşte R cu O şi se duce $\overline{GS}$ perpendicular pe $\overline{OR}$, rezultată $\overline{GS} = E_q = E_{q\,\max} \cos \Psi$, deoarece $\sphericalangle ORG = \frac{\pi}{2} - \Psi$. $\overline{OS}$ este forţa electromotoare datorită forţei magnetomototoare longitudinale rezultante. Cu ajutorul curbei de magnetizare a maşinii, se determină amperspirele corespunzătoare $\Theta'_{rl} = \overline{OA}$. Adunând la acestea amperspirele echivalente reacţiei longitudinale $\overline{AB} = \Theta'_{al}$ (unghiul Ψ fiind cunoscut), se determină amperspirele totale OB necesare magnetizării indusului şi învingerii reacţiei indusului. Amperspirele necesare magnetizării polilor şi jugului inductor se determină întocmai ca la maşina cu poli înnecaţi.

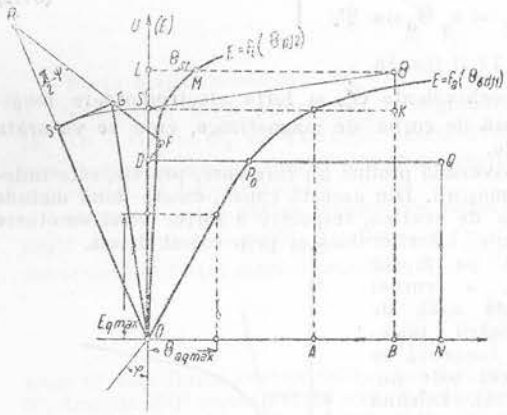


Fig. 26. Diagrama complectă de funcţionare a maşinii sincrone cu poli aparenţi.

Construcţia din fig. 26 nu este chiar exactă. Ea neglijează influenţa pe care o are asupra fluxului inductor forţa magnetomotoare transversală. Din cauza saturaţiei, această componentă slăbeşte câmpul pe o parte a polului, mai mult decât îl poate întări pe cealaltă parte. În cazul unor forţe magnetomotoare transversale mai puternice, se poate corecta, cu aproximaţie, această situaţie, prin multiplicarea forţei electromotoare $\overline{OS}$ cu factorul:

$$\beta = \frac{1}{1 - k_1 k_v \dfrac{\Theta'_{aq}}{\Theta'_{rl}}}, \tag{31.6}$$

astfel încât se va lua în considerare în curba de magnetizare $\beta \cdot \overline{OS}$ în loc de $\overline{OS}$ (în cazul maşinilor normal saturate, k_v este cuprins între 1/8 şi 1/10). Cu ajutorul valorii $\beta \cdot \overline{OS}$ se va putea afla pe curba de magnetizare valoarea corectată a forţei magnetomotoare Θ''_{rl}, în loc de Θ'_{rl}. Cu cât $\cos \varphi$ este mai aproape de 1, cu atât influenţa componentei Θ'_{aq} este mai mult simţită.

În fig. 27 este arătată o metodă mai simplă pentru aflarea excitaţiei unei maşini cu poli aparenţi. Ea este foarte des folosită şi dă rezultate exacte, cu toate că nu poate fi perfect justificată.

Se determină în primul rând, ca în fig. 24, excitaţia maşinii la sarcină complect inductivă, $\cos \varphi = 0$, obţinându-se valoarea $\overline{ON}$. Pe ordonata trecând prin P'_0 se ia în sus 1,25 $\Theta'_a = P'_0 R$. Prin punctele R şi N se duce un cerc cu centrul X pe axa abscisele ON. O rază $\overline{P'_0 S}$, făcând unghiul φ cu ordonata, taie cercul în punctul S. Numărul de amperspire căutat, necesar excitaţiei la sarcina decalată cu φ, este $\overline{OS}$.

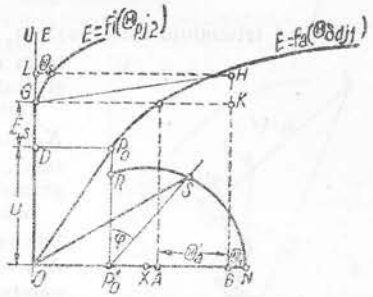


Fig. 27. Diagrama pentru aflarea excitaţiei de sarcină, la o maşină sincronă cu poli aparenţi.

32. Variaţia de tensiune. Prin variaţia de tensiune se înţelege creşterea de tensiune, care se produce când o maşină excitată la tensiunea nominală şi dând puterea nominală, este descărcată brusc. Mărimea acestei variaţii se poate determina cu ajutorul curbei de magnetizare $E = f\left(\Theta_{\delta, d, j_1, p, j_2}\right)$ şi a mărimii excitaţiei în sarcină, valoare găsită prin relaţiile anterioare. Conform fig. 28:

$$\Delta U = \frac{QT}{QN} 100\,\%. \tag{32.1}$$

Prescripţiile STAS 1893-50 prevăd, pentru valoarea maximă a creşterii de tensiune ΔU, 50% din valoarea tensiunii nominale.

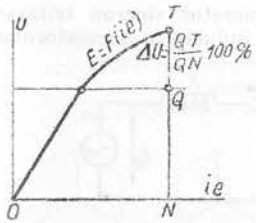


Fig. 28. Determinarea variaţiei de tensiune a unei maşini sincrone.

33. Circuitul echivalent al maşinii sincrone. Pentru anumite scopuri este foarte util să se poată examina funcţionarea maşinii sincrone pe baza unui circuit electric echivalent. Pentru a putea găsi uşor un astfel de circuit electric, se folosesc diagramele de funcţionare din fig. 24 şi 26. Circuitul echivalent al maşinii sincrone cu poli aparenţi este ceva mai complicat, din care cauză nu va fi tratat aici.

Diagrama maşinii cu poli înnecaţi din fig. 24 are două părţi distincte: o compunere de tensiuni, reprezentată de conturul $ODFG$, şi o compunere de amperspire, reprezentată de triunghiul OAB. Se va înlocui în primul rând comunerea de amperspire printr'o compunere proporţională de tensiuni. În triunghiul OAB se ştie că $\overline{OA} = \Theta'_0$ (A.sp.), corespunde forţei electromotoare $E = \overline{OG}$. La aceeaşi proporţie se va transforma şi $\overline{OB} = \Theta'_e$ şi $\overline{AB} = \Theta'_a$. În aceste condiţii rezultă,

notând cu E_0 tensiunea corespunzătoare lui Θ'_e şi cu E_A cea corespunzătoare lui Θ'_a:

$$E_0 = E\frac{\Theta'_e}{\Theta'_0}; \tag{33.1}$$

$$E_A = E\frac{\Theta'_a}{\Theta_0}. \tag{33.2}$$

Dacă triunghiul astfel refăcut, notat cu $OA'B'$, este rotit acum cu 90°, astfel încât $\overline{OA'}$ să coincidă cu $\overline{OG'}$, A' va veni exact în G, şi diagrama va avea aspectul din fig. 29.

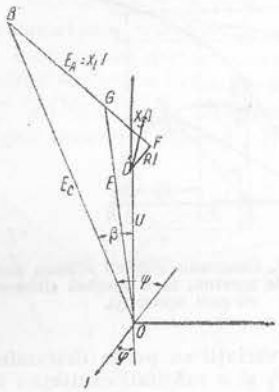


Fig. 29. Diagrama de funcţionare a maşinii cu poli înnecaţi folosită la construirea circuitului echivalent.

Tensiunea E_A se poate pune sub forma $X_l I$, unde X_l este reactanţa produsă de câmpul propriu al indusului. Circuitul echivalent, care ar corespunde diagramei din fig. 29, este redat în fig. 30.

Reactanţa echivalentă X_l nu este chiar comparabilă cu o reactanţă obişnuită de scăpări, cum este X_s, care nu depinde de saturaţia indusului. Dimpotrivă, reactanţa X_l depinde de saturaţia indusului, saturaţie legată de valoarea câmpului rezultant în întrefier. Intr'o primă aproximaţie se poate considera că X_l este constant, caz în care se poate introduce o noţiune nouă şi anume, reactanţa totală X a indusului:

$$X = X_l + X_s. \tag{33.3}$$

In felul acesta, circuitul echivalent se simplifică (fig. 31).

Maşina sincronă poate fi deci imaginată ca un generator ideal fără reacţia indusului, fără rezistenţă şi fără reactanţă, care produce o tensiune E_0 şi are în serie o rezistenţă şi o inductanţă.

h) Scurtcircuitul

34. Scurtcircuit permanent simetric. Dacă unui generator sincron trifazat excitat i se scurtcircuitează brusc bornele, în indusul şi inductorul generatorului

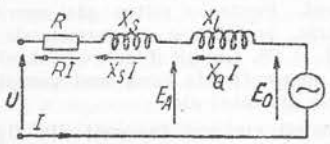


Fig. 30. Circuitul echivalent al maşinii sincrone cu poli înnecaţi.

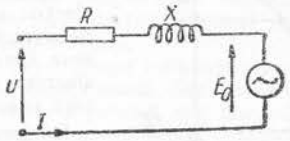


Fig. 31. Circuitul echivalent simplificat al maşinii sincrone cu poli înnecaţi.

se produce un fenomen tranzitoriu. După trecerea unui timp relativ scurt, se ajunge la o stare de regim, şi în cele trei faze ale indusului se stabilesc trei curenţi egali şi decalaţi în timp cu o treime de perioadă, adică scurtcircuitul este simetric. La

aceeaşi situaţie se poate ajunge şi dacă generatorul neexcitat este scurtcircuitat şi apoi este excitat treptat.

In cazul generatorului funcţionând în scurtcircuit, fluxul rezultant în întrefier este mic, fiind necesar numai producerii forţei electromotoare care să contrabalanseze căderea de tensiune $R\overline{I} + jX_s\overline{I}$. In general primul termen, căderea de tensiune ohmică, se neglijează, ceeace uşurează mult calculele şi practic nu influenţează precizia rezultatelor. In acest caz forţa magnetomotoare de reacţie a indusului va fi în întregime longitudinală, demagnetizantă.

Pentru magnetizarea maşinii este necesară o forţă magnetomotoare Θ_{k0}, a cărei mărime se determină din curba de magnetizare, corespunzător tensiunii de scăpări $E_s = X_s I$ (valoarea $\overline{OA}$ din fig. 32). Ecuaţia echilibrului forţelor magnetomotoare se scrie (conf. fig. 32):

$$\Theta'_e = \Theta_{k0} + \Theta'_a, \tag{34.1}$$

sau:

$$\Theta'_e = \frac{i_e w_e}{2p} = \Theta_{k0} + C\frac{Iw}{2p}, \tag{34.2}$$

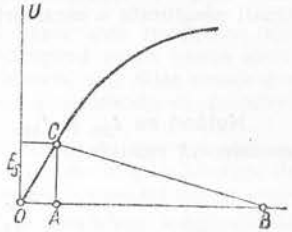


Fig. 32. Aflarea excitaţiei disponibile, în cazul maşinii în scurtcircuit.

unde C este dat de relaţia (24.5) în cazul maşinii cu poli înnecaţi, şi de (25.5) sau (25.7) în cazul maşinii cu poli aparenţi.

Dar $I = I_k$, curentul de scurtcircuit în stator:

$$I_k = \frac{i_e w_e - 2p\Theta_{k0}}{Cw} \tag{34.3}$$

In formula de mai sus trebue introdusă, pentru fiecare caz în parte, excitaţia de mers în gol, respectiv cea de sarcină.

Valoarea curentului de scurtcircuit dedusă din relaţia de mai sus se deosebeşte de cea dedusă din relaţia (25.2), prin introducerea termenului Θ_{k0}. Dar, deoarece Θ_{k0} este de cele mai multe ori mic faţă de Θ_a, se poate admite în prima aproximaţie:

$$I_k = i_e\frac{w_e}{Cw}. \tag{34.4}$$

Se deosebesc:

— curentul permanent de scurtcircuit în cazul excitaţiei de mers în gol I_{k0};

— curentul permanent de scurtcircuit în cazul excitaţiei de sarcină I_{ke}.

I_{k0}, curentul de scurtcircuit la excitaţia de mers în gol, este egal cu curentul de magnetizare absorbit din reţea la tensiunea nominală, dacă inductorul nu este excitat.

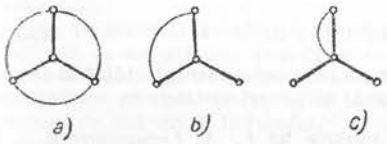


Fig. 33. Scurtcircuitul tri,-bi-şi monofazat

35. Scurtcircuit permanent nesimetric. Afară de scurtcircuitul simetric (trifazat), la generatorul sincron trifazat se mai deosebesc şi scurtcircuite nesimetrice, dintre care cele mai caracteristice sunt scurtcircuitul bifazat (între două faze) şi scurtcircuitul monofazat (între fază şi nul) (fig. 33). Fenomenele care se produc în generatorul sincron trifazat, legat în stea, în cazul scurtcircuitelor nesimetrice se studiază prin descompunerea

sistemului de curenţi nesimetrici de scurtcircuit în componente simetrice constituind cele trei sisteme: direct, invers şi homopolar *).

Ca şi la scurtcircuitul trifazat simetric, se pot neglija rezistenţele bobinajelor, faţă de reactanţe.

Metoda componentelor simetrice (v. Vol. I, cap. III, § 378—387), prezintă marele avantaj că pentru calculul curenţilor de scurtcircuit, nu trebue cunoscute decât cele trei reactanţe caracteristice ale maşinii sincrone: reactanţa directă X_d, inversă X_i şi homopolară X_h. Calculul acestora va fi arătat la punctul 48.

Notând cu I_{k3} curentul de scurtcircuit trifazat simetric şi cu E_0 tensiunea de mers în gol corespunzătoare excitaţiei, pe «linia întrefierului» (prelungirea porţiunii nesaturate a caracteristicii), rezultă **):

$$I_{k3} = \frac{E_0}{X_d}. \tag{35.1}$$

Notând cu I_{k2} şi I_{k1}, curenţii de scurtcircuit bifazat şi monofazat, se demonstrează relaţiile:

$$I_{k2} = \frac{\sqrt{3}\,E_0}{X_d + X_i} \tag{35.2}$$

$$I_{k1} = \frac{3E_0}{X_d + X_i + X_h} \tag{35.3}$$

Este important de cunoscut care este raportul $I_{k3}: I_{k2}: I_{k1}$, deoarece el determină raportul dintre diversele reactanţe simetrice. La generatorii trifazaţi foarte bine amortizaţi, cum este cazul turbogeneratorilor cu rotorul masiv, acest raport se apropie foarte mult de valoarea sa limită, când reactanţa inversă x_i şi homopolară x_h sunt nule:

$$I_{k3} : I_{k2} : I_{k1} = 1 : \sqrt{3} : 3. \tag{35.4}$$

La maşinile cu poli aparenţi, prevăzuţi cu amortizori, acest raport este aproximativ egal cu:

$$I_{k3} : I_{k2} : I_{k1} = 1 : 1,5 : 2,5. \tag{35.5}$$

In Uniunea Sovietică s'au construit maşini sincrone, în special motoare, care nu sunt prevăzute cu amortizori, iar polii inductori sunt masivi. Prin realizarea acestora s'au putut face mari economii de cupru şi, mai ales, de manoperă. Cu toată lipsa bobinajului de amortizare, aceste motoare au arătat în exploatare calităţi foarte bune, atât la suprasarcini, cât şi în ce priveşte siguranţa în funcţionare, calităţi datorite masivităţii polilor inductori. La aceste maşini raportul curenţilor de scurtcircuit se apropie de:

$$I_{k3} : I_{k2} : I_{k1} = 1 : 1,25 : 2. \tag{35.6}$$

Determinarea reactanţelor simetrice se poate face experimental, ridicând caracteristica de mers în gol (porţiunea nesaturată) şi caracteristicele în scurtcircuit

*) In această direcţie sunt de menţionat lucrările lui L. A. Lomonosova şi V. I. Ivanov.

**) Din circuitul echivalent, § 33, stabilit pentru sarcini simetrice, se obţine:

$$I_{k3} = \frac{E_0}{X}$$

Insă $X = X_d$, deci rezultă expresia (35.1).

mono-, bi- şi trifazat. Apoi, cu ajutorul formulelor (35.1), (35.2) şi (35.3), se pot calcula X_d, X_i şi X_h.

36. Scurtcircuit brusc.

α) *Observaţii introductive.* In cazul unui scurtcircuit brusc la bornele generatorului sincron, în bobinajele acestuia se produc curenţi foarte mari, care însă se amortizează într'un timp relativ scurt (fracţiuni de secundă), şi se ajunge într'o stare de regim permanent. Regimul de trecere dela funcţionarea în gol (sau sarcină) la regimul permanent de scurtcircuit, se numeşte regimul tranzitoriu al scurtcircuitului.

Studiul regimului tranzitoriu al scurtcircuitului brusc este important, din cauză că în decursul acestuia, curenţii din bobinaje atingând valori foarte mari, se produc forţe electrodinamice foarte mari, care pot avaria, sau chiar scoate din funcţiune, generatorul sincron. Deasemenea, pot suferi şi aparatele de manevră care ar lucra (întrerupe) în această perioadă.

Ceeace deosebeşte esenţial regimul tranzitoriu al scurtcircuitului brusc de regimul permanent, este cuplajul mutual strâns dintre bobinajul statoric şi bobinajele de excitaţie şi amortizare. Din această cauză trebue introduşi parametri noi în acest studiu: reactanţa longitudinală supratranzitorie (X_d''), reactanţa longitudinală tranzitorie (X_d'), şi constantele de timp ale amortizării fenomenului.

Pentru simplificare, înainte de scurtcircuit generatorul se consideră funcţionând în gol, sarcina anterioară scurtcircuitului neavând prea mare influenţă asupra comportării generatorului în regimul tranzitoriu. Deasemenea, se studiază numai comportarea unei singure faze din cele trei, iar concluziile se extind apoi şi la celelalte.

Notând cu Ψ_0 fluxul care străbate bobinajul fazei considerate, există două momente caracteristice în care se produce scurtcircuitul:

— fluxul Ψ_0 este nul, deci forţa electromotoare E_0 este maximă;

— fluxul Ψ_0 este maxim, deci forţa electromotoare E_0 este nulă.

Orice situaţie intermediară poate fi redusă la aceste două situaţii caracteristice, prin descompunerea fluxului Ψ_0, respectiv a forţei electromotoare E_0, din momentul scurtcircuitului, în două componente decalate în timp cu un sfert de perioadă.

β) *Scurtcircuit trifazat brusc în momentul când* $\Psi_0 = 0$, $E_0 = E_{0\,max}$. In primul moment al scurtcircuitului, fluxul Ψ_0 nu poate să varieze, din cauza inductanţei bobinajelor de excitaţie şi de amortizare. Din această cauză forţa magnetomotoare de reacţie a indusului nu poate provoca o scădere a fluxului inductor până la valoarea de scurtcircuit permanent, deci fluxul propriu al indusului, egal şi de sens contrar cu Ψ_0, va trebui să se închidă pe calea scăpărilor de flux ale indusului şi pe drumul scăpărilor mutuale dintre indus şi inductori (incluziv amortizorii). Reluctanţa acestui drum fiind foarte mare, va rezulta un curent foarte mare în bobinajul indusului.

In momentele următoare scurtcircuitului brusc, din cauză că circuitele de excitaţie şi amortizare posedă o rezistenţă ohmică, forţa magnetomotoare de reacţie a indusului va putea micşora fluxul inductor şi fluxul propriu al indusului va putea traversa şi circuitul amortizorilor, micşorându-se astfel reluctanţa fluxului de scăpări a indusului.

In acest timp, în circuitul amortizorilor apare un curent care tinde să menţină starea anterioară de flux şi deasemenea şi în circuitul de excitaţie.

Observând că fluxul de reacţie al indusului este unidirecţional în raport cu inductorul (se roteşte sincron cu rotorul), curenţii de răspuns ai circuitelor de excitaţie şi amortizare vor fi tot unidirecţionali, şi se vor amortiza după o lege exponenţială, mai rapid în circuitul amortizorilor şi mai încet în circuitul de excitaţie (din cauza constantelor de timp diferite).

In fig. 34 este reprezentat curentul din indus (*a*), din inductori (*b*) şi din amortisori (*c*).

Considerând cele trei bobinaje (indus, inductori, amortisori) cuplate între ele electromagnetic*), cu inductanţă mutuală constantă, ceeace este cazul în maşina sincronă trifazată, se poate stabili forma relaţiei dintre procesele de amortisare a curenţilor din stator şi rotor.

Astfel, curentul de scurtcircuit brusc se poate considera ca suma a trei curenţi, dintre care doi se amortizează, cei datoriţi acţiunii curenţilor tranzitorii din circuitele de excitaţie şi de amortizare, şi unul care nu se amortizează, datorit excitaţiei permanente a indusului.

Curentul datorit acţiunii amortizorilor se amortisează cu constanta de timp T''_{3d} şi se numeşte componenta supratranzitorie a curentului de scurtcircuit brusc (fig. 35, *a*). Curentul datorit acţiunii tranzitorii a circuitului de excitaţie se amortizează cu constanta de timp T'_{d3} şi se numeşte componenta tranzitorie a curentului de scurtcircuit brusc (fig. 35, *b*). In fine, curentul de scurtcircuit este rezultatul acţiunii permanente a inductorului (fig. 35, *c*).

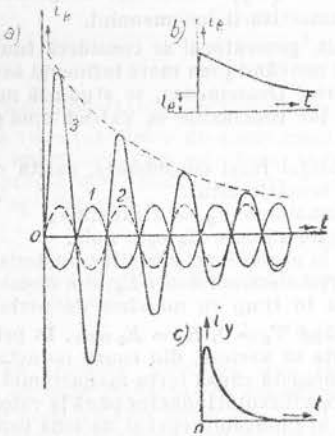


Fig. 34. Curenţii de scurtcircuit brusc ai maşinii sincrone, pentru scurtcircuit în momentul când $\Psi_0 = 0$ ($E_0 = E_0$ max)

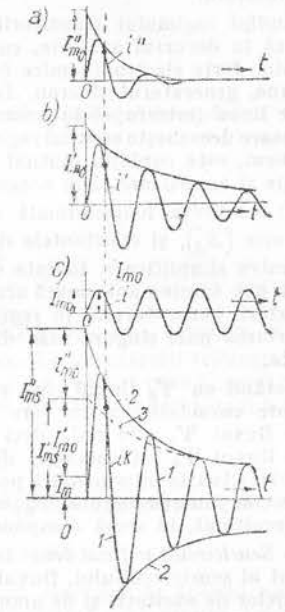


Fig. 35. Componentele curentului de scurtcircuit brusc al maşinii sincrone, pentru scurtcircuit în momentul când $\Psi_0 = 0$ ($E_0 = E_0$ max)

Prelungind înfăşurătorile maximelor curbelor din fig. 35 *a*, *b* şi *c*, se obţin la intersecţia cu axa ordonatelor ($t = 0$) amplitudinele iniţiale ale curenţilor respectivi: I''_{m0}, I'_{m0} şi $I_{m0} = I_m$.

Adunând ordonatele curbelor *a*, *b*, şi *c* din fig. 35, se obţine curba *1* a curentului rezultant de scurtcircuit brusc, numit şi componenta periodică sau

*) Cuplajul electromagnetic dintre curentul statoric şi curenţii rotorici este între un curent alternativ, sinusoidal şi curenţi unidirecţionali, realizat prin intermediul învârtirii rotorului, sincron cu forţa magnetomotoare învârtitoare a statorului.

simetrică a curentului tranzitoriu de scurtcircuit. Infăşurătoarea *2* a maximelor acestei curbe, determină pe axa ordonatelor curentul $I''_{ms} = I_m + I'_{m0} + I''_{m0}$, amplitudinea iniţială a curentului simetric transitoriu de scurtcircuit brusc.

Dacă generatorul nu are bobinaj de amortizare, $I''_{m0} = 0$, şi înfăşurătoarea maximelor coboară mai jos (curba *3* fig. 35, *d*), iar intersecţia ei cu axa cordonatelor determină $I'_{ms} = I_m + I'_{m0}$, amplitudinea iniţială a curentului transitoriu de scurtcircuit brusc.

Infăşurătorile curbelor din fig. 35 *a* şi *b* sunt asemenea curbelor de variaţie a curenţilor transitorii din circuitul amortisorilor şi circuitul de excitaţie (au aceleaşi constante de timp).

γ) *Scurtcircuit trifazat brusc în momentul când* $\Psi_0 = \Psi_{0\,max}$ ($E_0 = 0$). Fenomenul se petrece în acelaşi mod ca şi la scurtcircuit în momentul când $\Psi_0 = 0$, cu singura diferenţă că fluxul în bobinajul indusului nu trebue să rămână nul, ci este egal cu $\Psi_{0\,max}$. Acest flux nu poate fi produs decât de un curent unidirecţional, ceeace duce la apariţia unui curent neperiodic în bobinajul indusului care se amortizează cu o constantă de timp T_{a3}.

Deasemenea, curentul periodic din indus este decalat în timp cu un sfert de perioadă faţă de cazul anterior studiat (fig. 36). Cum în momentul scurtcircuitului curentul în indus nu poate lua brusc o valoare finită, valoarea iniţială a componentei aperiodice a curentului de scurtcircuit, I_{ma}, va fi egală şi de semn contrar amplitudinii iniţiale a componentei periodice a curentului, I''_{ms}.

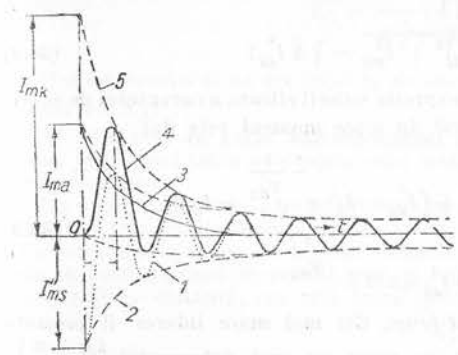


Fig. 36. Curentul de scurtcircuit brusc al maşinii sincrone, pentru scurtcircuit în momentul când $\Psi_0 = \Psi_{0\,max}$ ($E_0 = 0$)

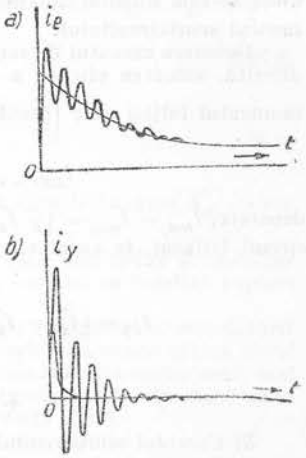


Fig. 37. Curentul în bobinajele de excitaţie (*a*) şi amortizare (*b*), pentru scurtcircuit în momentul când $\Psi_0 = \Psi_{0\,max}$ ($E_0 = 0$)

In fig. 36 este reprezentată curba rezultantă a curentului de scurtcircuit în indus (curba *4*) rezultată din suprapunerea componentei periodice a curentului (curba *1*) şi a componentei aperiodice (curba *3*). Se observă că amplitudinea iniţială a curentului de scurtcircuit (I_{mk}, determinată de înfăşurătoarea *5*), în acest caz este de două ori mai mare ca în cazul când scurtcircuitul se produce în momentul de maxim al tensiunii.

In fig. 37 sunt reprezentate curbele curenţilor din circuitul de excitaţie (*a*) şi circuitul amortizorilor (*b*). Forma dinţată a acestor curenţi este datorită acţiunii

fluxului fix şi unidirecţional faţă de stator, creat de componenta aperiodică a curentului din indus.

In cazul general, când scurtcircuitul se produce în momentul când $\Psi_0 = \Psi_{0\,max} \sin \Theta$ ($E_0 = E_{0\,max} \cos \Theta$), componenta periodică a curentului i''_s va fi în fază cu fluxul, deci în momentul iniţial $i''_{s0} = I''_{ms} \sin \Theta$, I''_{ms} fiind amplitudinea iniţială a componentei periodice a curentului de scurtcircuit; componenta aperiodică a curentului de scurtcircuit va avea valoarea iniţială egală şi de sens contrar cu i''_{s0}, $i_{a0} = - I''_{ms} \sin \Theta$.

Luând ca origine de fază momentul când $\Psi_0 = 0$, curentul de scurtcircuit, în cazul cel mai general, este dat de expresia:

$$i_k = \left[\left(I''_{ms} - I'_{ms} \right) e^{-\frac{t}{T''_{d3}}} + \left(I'_{ms} - I_m \right) e^{-\frac{t}{T'_{d3}}} + I_m \right] \sin (\omega t - \Theta) + \\ + I_{ms} \sin \Theta e^{-\frac{t}{T_{d3}}}. \tag{36.1}$$

unde Θ este unghiul care determină valoarea fluxului $\Psi_0 = \Psi_{0\,max} \sin \Theta$, în momentul scurtcircuitului:

Deoarece curentul de scurtcircuit este compus din doi curenţi de periodicitate diferită, valoarea eficace a curentului rezultant al scurtcircuitului trifazat în momentul iniţial este $\left(\text{(pentru } \varphi = \frac{\pi}{2} \right)$:

$$I_{k3(t=0)} = \sqrt{\left(I''_{s3} \right)^2 + I^2_{ma}} = \sqrt{3}\, I''_{s3}; \tag{36.2}$$

deoarece, $I_{ma} = I''_{ms3} = \sqrt{2}\, I''_{s3}$. Astfel, expresia valorii eficace a curentului de scurtcircuit trifazat, în cazul cel mai general, în orice moment este de:

$$I_{k3} = \left(I''_{s3} - I'_{s3} \right) e^{-\frac{t}{T''_{d3}}} + \left(I'_{s3} - I_3 \right) e^{-\frac{t}{T'_{d3}}} + I_3 + \\ + \left(\sqrt{3} - 1 \right) I''_{s3} \sin \Theta\, e^{-\frac{t}{T_{d3}}}. \tag{36.3}$$

δ) *Curentul scurtcircuitului trifazat brusc.* Cel mai mare interes îl prezintă curentul din momentul iniţial ($t = 0$), în cazul cel mai defavorabil $\left(\Theta = \frac{\pi}{2} \right)$. Conform relaţiei (36.2), acesta este:

$$I_{k3\,(t=0)} = \sqrt{3}\, I''_{s3}.$$

Indicele 3 arată că valoarea se referă la scurtcircuit trifazat.

Curentul I''_{s3} se determină din relaţia:

$$I''_{s3} = \frac{E_0}{X''_d}, \tag{36.4}$$

unde X''_d este reactanţa directă (longitudinală) supratranzitorie *).

*) v. § 40.

In generatorul fără bobinaj de amortizare $I''_{s3} = I'_{s3}$, cu:

$$I'_{s3} = \frac{E_0}{X'_d}, \tag{36.5}$$

X'_d fiind reactanţa directă (longitudinală) tranzitorie).

Valoarea instantanee maximă a curentului de scurtcircuit trifazat brusc se numeşte *curentul de vârf de scurtcircuit.* Conform STAS 1893-50, în cazul generatorilor sincroni de puteri peste 2 000 kVA, la mersul în gol sub tensiune şi frecvenţă nominală, valoarea acestui curent nu trebue să depăşească de 15 ori valoarea amplitudinii curentului nominal al generatorului.

ε) *Curentul scurtcircuitului brusc monofazat şi bifazat.* Formulele care dau curenţii în acest caz sunt identice cu cele dela scurtcircuitul trifazat, însă se înlocueşte indicele 3 (din expresiile 36.2 şi 36.3) cu indicii 1 sau 2, după felul scurtcircuitului. Componentele simetrice I''_{s2} şi I''_{s1} ale curenţilor de scurtcircuit brusc bifazat şi monofazat se determină ca şi curenţii respectivi în cazul scurtcircuitului permanent. In acest caz, în locul reactanţei directe X_d, se introduce reactanţa directă supratranzitorie X''_d, reactanţele inversă şi homopolară, X_i şi X_h *), putând fi considerate constante. Astfel, expresiile curenţilor I''_{s2} şi I''_{s1} sunt:

$$I''_{s2} = \frac{E_0 \sqrt{3}}{X''_d + X_i}; \tag{36.6}$$

$$I''_{s1} = \frac{3E_0}{X''_d + X_i + X_u} \tag{36.7}$$

Dacă generatorul nu are bobinaj de amortizare, în ambele formule X''_d trebue înlocuit cu X'_d.

37. Cuplurile în cazul scurtcircuitului brusc. Curenţii din indus şi inductor produc forţe mari între bobinajele celor două sisteme, care au ca rezultat cupluri foarte puternice.

Un cuplu de frânare, care se produce pe toată durata fenomenului, este datorit pierderilor ohmice din indus. Acesta nu depăşeşte de cele mai multe ori, în cazul scurtcircuitului la borne, de trei ori valoarea cuplului nominal. Un cuplu mult mai mare se produce dacă în circuit sunt şi alte rezistenţe adiţionale. In cazul unui scurtcircuit la distanţă, cea mai mare putere se desvoltă când:

$$r = X_s,$$

r reprezentând rezistenţa totală din circuitul indusului. Dacă aceasta este egală cu reactanţa de scăpări, valoarea cuplului maxim M_b, imediat după scurtcircuit, este:

$$M_b = \frac{I_k}{2 I_n} M_n, \tag{37.1}$$

M_n reprezentând cuplul nominal, I_k curentul de scurtcircuit şi I_n, curentul nominal.

In afară de acest cuplu unidirecţional, produs de pierderile ohmice, se mai produce şi un cuplu alternativ, datorit interacţiunii electrodinamice dintre forţa

*) v. § § 44 şi 45

magnetomotoare a indusului şi cea a inductorului. Amplitudinea cuplului alternativ se calculează tot din valoarea cuplului nominal şi raportul de scurtcircuit al curenţilor, cu ajutorul relaţiei:

$$M_w = \frac{I_k}{I_n} M_n \; ; \tag{37.2}$$

M_b are acţiune asupra fundaţiei, pe când M_w nu are aceleaşi efecte, deoarece fiind alternativ, solicitările lui pot fi preluate de masa carcasei. M_w poate însă deveni periculos pentru ax, în special când intră în rezonanţă cu frecvenţa proprie de oscilaţie a arborelui.

Energia de frânare provine în cea mai mare parte din energia cinetică a maselor în mişcare şi numai o mică parte provine din energia câmpului. Din această cauză, orice scurtcircuit este însoţit de o scădere a turaţiei.

In cazul punerii greşite în paralel, în opoziţie de fază, valorile cuplurilor M_b şi M_w devin de patru ori mai mari decât valorile date de relaţiile de mai sus.

Formulele date sunt valabile fără să se fi ţinut seamă de slăbirea câmpului indusului în prima perioadă şi dau, deaceea, valori maxime, care în practică nu sunt atinse.

i) Reactanţele maşinii sincrone

38. **Generalităţi.** Unul dintre fenomenele care intervine destul de des în reţele şi care a fost examinat în paragraful 36, este scurtcircuitul brusc. Acesta poate avea loc uneori chiar la bornele generatorului, de cele mai multe ori însă, mai departe, în reţea. Calcularea curenţilor de scurtcircuit brusc, care intervin în reţele, formează un capitol important în determinarea elementelor reţelelor.

In mod obişnuit generatorii trifazaţi şi reţelele funcţionează în regim simetric, adică tensiunile celor trei faze sunt egale şi egal defazate între ele; deasemenea curenţii.

In cazul unui scurtcircuit într'o reţea trifazată simetrică, regimul simetric în general nu se mai menţine.

Studiul scurtcircuitelor şi în general al regimurilor nesimetrice impune folosirea componentelor simetrice, adică descompunerea sistemului trifazat nesimetric în trei sisteme trifazate perfect simetrice şi anume:

— într'un sistem trifazat cu o aceeaşi succesiune a fazelor ca şi a maşinilor sincrone din reţea constituind sistemul de secvenţă directă;

— într'un sistem trifazat cu succesiunea fazelor inversă, constituind sistemul de secvenţă inversă şi

— într'un sistem trifazat de elemente în fază, deci de succesiune zero, constituind sistemul de secvenţă zero sau homopolar.

Calculul curenţilor de scurtcircuit se face prin substituirea reţelei reale, prin trei reţele fictive:

— reţeaua de secvenţă directă, identică cu reţeaua reală, cuprinzând deci f.e.m. a generatorilor, reactanţele şi rezistenţele generatorilor şi liniilor.

— reţeaua de secvenţă inversă cuprinzând pentru linii şi transformatori aceleaşi rezistenţe şi reactanţe, ca şi în cazul precedent, precum şi reactanţele, generatorilor corespunzătoare sistemului de secvenţă inversă;

— reţeaua de secvenţă nulă cuprinzând impedanţele liniilor şi transformatorilor, care au neutrul la pământ, cum şi reactanţele generatorilor corespunzătoare sistemului de secvenţă zero.

S'a arătat (v. § 36) că în cazul scurtcircuitului brusc, apare un regim supratranzitoriu, urmat apoi de cel tranzitoriu, după care se stabileşte regimul scurtcircuitului permanent.

Disjonctorii întrerup curenţii tranzitorii pentru a proteja reţeaua şi maşinile; deci aceşti curenţi trebue să fie cunoscuţi pentru alegerea potrivită a disjonctorilor,

aceasta deoarece în general disjonctorii au nevoie pentru întrerupere de un interval de timp egal cu mai multe perioade şi curentul supratranzitoriu a dispărut înainte de a se face separarea circuitului.

Curenţii supratranzitorii trebue însă şi ei cunoscuţi, deoarece servesc pentru a determina curentul de vârf, cu ajutorul căruia se pot calcula forţele electrodinamice maxime exercitate asupra barelor generale.

Pentru studiul curenţilor în toate cazurile mai sus arătate este nevoie să se cunoască reactanţele maşinii sincrone care au valori diferite dela un caz la altul.

Explicaţiile valorilor diferite sunt următoarele:

1) Anumite reactanţe se comportă în mod diferit în perioada scurtă, tranzitorie, a scurtcircuitului brusc, faţă de aceea a scurtcircuitului întreţinut (permanent). Motivele acestei comportări diferite se explică prin efectele circuitelor de amortizare.

2) Faptul că reluctanţa circuitului magnetic care se închide prin axa polilor, este diferită de cea care se închide pe axa dintre poli, face ca cele mai multe reactanţe să aibă două valori, una longitudinală şi una transversală. La calculele precise se folosesc aceste două reactanţe, spre deosebire de teoria « rotorului neted », care presupune egală valoarea celor două reactanţe.

3) Utilizarea componentelor simetrice, care este indispensabilă, face necesar ca reactanţele maşinilor sincrone să fie descompuse în componentele simetrice, de secvenţă directă, inversă şi homopolară.

4) In sfârşit, foarte multe reactanţe sunt influenţate de saturaţia maşinii.

In general, s'a convenit că indicele (') (prim) să fie folosit pentru reactanţele tranzitorii şi indicele (″) (secund) pentru reactanţele supratranzitorii.

Când reactanţa este afectată de indicele d, i sau h, ea este o reactanţă de secvenţă directă, inversă sau homopolară. Indicele q reprezintă reactanţa transversală şi d sau l, reactanţa după axa polilor, sau longitudinală. Alţi indici folosiţi sunt, s pentru scăpări, e pentru exterior, şi p pentru Potier.

Calculul aproximativ al reactanţelor se tratează în paragraful 48.

Metoda cea mai simplă şi mai expresivă de a imagina reactanţele este de a le considera ca produsul unui factor $\varkappa$ cu o permeanţă de scăpări Λ. Permeanţa de scăpări Λ depinde numai de dimensiunile geometrice ale circuitelor în fier şi cupru şi nu depinde de sarcină, iar factorul $\varkappa$ depinde de tensiunea şi curentul maşinii. El este în acelaşi timp factorul care transformă permeanţa în reactanţă calculată în procente şi este constant la aceeaşi maşină, pentru toate reactanţele ei. Inainte de a trece la calcularea aproximativă a reactanţelor, se vor trece în revistă, pe scurt, cele mai folosite.

39. **Reactanţa de scăpări** X_s este reactanţa fluxului de scăpări în crestături, al bobinajului indusului, la care se adaugă scăpările dela capetele de bobină. Această reactanţă este cunoscută din paragraful 28.

40. **Reactanţa supratranzitorie** X''_d, este egală cu reactanţa de scăpări X_s plus reactanţa fluxului care străbate întrefierul şi pătrunde în rotor până la bobinajul în colivie, la maşini cu poli aparenţi, sau până la curenţii amortizanţi superficiali, la turbogeneratorii cu rotor masiv. Dacă o maşină cu poli aparenţi nu are bobinaj de amortizare, iar polii sunt executaţi din tole laminate, variaţia iniţială de flux va putea pătrunde şi în bobinajul de excitaţie, încât reactanţele tranzitorii şi supratranzitorii sunt cu mare aproximaţie identice. Pentru frecvenţa 50 Hz, regimul supratranzitoriu durează 1 — 5 perioade, de cele mai multe ori trei perioade.

41. **Reactanţa tranzitorie** X'_d determină comportarea maşinii în intervalul de timp după scăderea curenţilor din circuitul amortizor, însă înainte de stingerea curenţilor tranzitorii din bobinajul de excitaţie. In acest fel, reactanţa tranzitorie este egală cu reactanţa de scăpări, la care se adaugă reactanţa fluxului indusului

care pătrunde în rotor până la bobinajul de excitaţie. La o frecvenţă de 50 Hz, regimul tranzitoriu durează 10 . . . 100 şi chiar 200 perioade.

42. **Reactanţa sincronă** X_d este reactanţa de regim (statică), după ce s'a stins regimul tranzitoriu. Efectul acestei reactanţe asupra condiţiilor de funcţionare este considerat mai mult ca un efect de demagnetizare decât ca unul de reactanţă, forţa magnetomotoare fiind de fapt opusă direct polilor.

43. **Reactanţele transversale** X''_q, X'_q şi X_q sunt similare celor longitudinale X''_d, X'_d, X_d, cu diferenţa că cele transversale sunt determinate de permeanţa transversală a rotorului, când fluxul statorului pătrunde în rotor pe la o extremitate a polului şi iese din rotor pe la cealaltă extremitate a polului (permeanţa este longitudinală, când fluxul pătrunde în rotor pe la centrul unui pol şi iese pe la centrul polului următor).

Deoarece între poli fluxul nu întâlneşte niciun fel de bobinaj de excitaţie, nu există nici componente tranzitorii, astfel încât, reactanţa tranzitorie X'_q este identică cu reactanţa transversală sincronă X_q.

44. **Reactanţa inversă** X_i este reactanţa întâmpinată de o tensiune de secvenţă inversă, când este aplicată statorului maşinii în funcţiune, dar cu bobinajul de excitaţie în scurtcircuit. Deoarece fluxul de secvenţă inversă se roteşte cu viteză sincronă în sens opus rotorului, faţă de rotor se roteşte cu dublul vitezei de sincronism, şi, prin urmare, reactanţa inversă este în realitate o reactanţă supratransitorie, în ce priveşte rotorul, deoarece curenţii din circuitul amortizor, sau dela suprafaţa rotorului masiv, împiedecă pătrunderea fluxului mai departe. Reactanţa de secvenţă inversă este luată deobicei ca media reactanţelor supratranzitorii, longitudinală şi transversală. Reactanţa inversă poate fi pusă şi sub forma:

$$X_i = X_s + X'_r.$$

în care X_s este reactanţa de scăpări a indusului, iar X'_r este o reactanţă echivalentă, corespunzând câmpului invers.

In cazul unei amortizări puternice a maşinii, câmpul invers dispare şi deci $X'_r \approx 0$ şi $X_i \approx X_s$. Această situaţie este practic realizată la turbogeneratorii cu rotor masiv, cu amortizare bună.

In cazul generatorilor cu poli aparenţi şi cu bobinaj de amortizare, nu se pot realiza condiţiile de mai sus, astfel încât X'_r are anumite valori, diferite de zero.

In sfârşit, în cazul generatorilor cu poli aparenţi, dar fără bobinaj de amortizare, în condiţii limită, reactanţa inversă este egală cu reactanţa directă: $X_i \approx X_d$.

45. **Reactanţa homopolară** X_h se poate pune în evidenţă aplicând statorului, ale cărei faze sunt legate în serie o tensiune monofazată U_0 de frecvenţă nominală; bobinajul de excitaţie se pune în scurtcircuit, iar rotorul se roteşte cu viteza de sincronism — sau stă în repaus. In cazul bobinajului într'un singur strat, $X_h = X_s$, iar în cazul bobinajului în două sau mai multe straturi, X_h este cu atât mai mic, cu cât scurtarea pasului este mai mare.

46. **Reactanţa Potier** X_p este o reactanţă a cărei valoare numerică se află cuprinsă între cea a reactanţei tranzitorii şi cea a reactanţei supratranzitorii. Nu este o reactanţă constantă, ci variabilă cu curentul şi cu tensiunea. Nu este folosită la calcularea sistemelor, cum este cazul la cea mai mare parte a celorlalte reactanţe, ci la calcularea curenţilor de excitaţie, când nu se dispune decât de curbele de magnetizare (mersul în gol) şi caracteristica în sarcină la cos $\varphi = 0$. Calculul după această metodă se numeşte metoda Potier.

47. **Saturaţia reactanţelor.** Reactanţele maşinii sincrone variază cu tensiunea, curentul şi sarcina. Reactanţele cărora li se aplică deobicei un factor de saturaţie, sunt reactanţele tranzitorii şi reactanţele longitudinale (directe).

Cele dintâi se reduc, în cazul unei maşini normal saturate, cu 5 până la 20 %, şi cele din urmă, când sunt saturate, reprezintă numai 50 — 80 % din valoarea lor nesaturată şi sunt numite reactanţe longitudinale saturate. Reactanţele tranzitorii nesaturate sunt numite uneori « valori nominale ale reactanţei tranzitorii pentru tensiune » şi « valorile nominale ale reactanţei tranzitorii pentru curent », indicându-se prin aceasta că ele sunt valorile care sunt efective, când o maşină este scurtcircuitată, respectiv la tensiunea nominală sau la o tensiune destul de joasă pentru a limita curentul tranzitoriu la curentul nominal al maşinii. Alte reactanţe au şi ele valori saturate, dar mai apropiate de valorile nesaturate şi mai puţin utilizate.

48. **Calcularea aproximativă a reactanţelor.** Formulele aproximative care urmează sunt aplicabile maşinilor normale trifazate, conectate în stea, cu trei crestături pe pol şi fază. La maşinile conectate în triunghi, se pot folosi aceleaşi date, cu deosebirea că trebue înmulţit curentul nominal al statorului cu $1/\sqrt{3}$, pentru a căpăta curentul din bobinajul maşinii.

Factorii care intră în aceste calcule sunt:

— curentul nominal al statorului, I_n, în A;
— puterea aparentă nominală, S_n, în kVA;
— adâncimea crestăturii statorice, h_c, în cm;
— pasul crestăturii statorice τ_{c1}, în cm;
— lăţimea crestăturii statorice b_c, în cm;
— pasul polar, τ_p, în cm;
— numărul de poli, $2p$;
— viteza nominală, n, în rot/min;
— pasul bobinei statorului, S, în cm;
— întrefierul minim, δ, în cm;
— spire pe bobină de stator, w_b;
— numărul de circuite paralele în stator, a;
— distanţa dela întrefier la partea superioară (latura) a bobinei superioare, H_b, în cm;
— lungimea geometrică a indusului dela un capăt la altul, excluziv degetele finale, l, în cm;
— diametrul interior al statorului, D, în cm.

În subcapitolele precedente s'au dat relaţii mai exacte pentru X_d şi X_s. Se determină în primul rând următorele valori:

$$\frac{1}{1\,000}\,\frac{I_n w_b}{a\tau_p}\sin\left(\frac{S}{\tau_p}\cdot\frac{\pi}{2}\right) = \frac{1}{1\,000}\,A\,\xi_{s_1},$$

$$\frac{S_n\cdot 10^5}{D^2\cdot l\cdot n} = 10^5\cdot C,$$

unde C este numită constanta maşinilor sincrone, v. subcapitolul G.

După ce s'au determinat valorile de mai sus, se deduce factorul $\varkappa$ din relaţia:

$$\varkappa = 0{,}075\,\frac{\left[\frac{1}{1\,000}\,A\,\xi_{s_1}\right]}{10^5 C},$$

cum şi următoarele permeanţe:

Λ_i, permeanţa crestăturii, determinată din fig. 38 (a = înălţimea crestăturii + lăţimea crestăturii + distanţa dela întrefier la partea superioară a bobinei/pasul polar; b = lăţimea crestăturii/pasul crestăturii);

Λ_e permeanţa capului de bobină, determinată conform diagramei din fig. 39 (a = înălţimea crestăturii + lăţimea crestăturii + distanţa dela întrefier la partea superioară a bobinei/pasul polar; b = lungimea fierului/pasul bobinei);

Λ'' permeanţa circuitului de amortizare 3 . . . 6;

Λ_a permeanţa întrefierului, $\Lambda_a = 2{,}03 \frac{\tau_p}{\delta}$;

Λ' permeanţa tranzitorie, determinată din diagrama reprezentată în fig. 40;

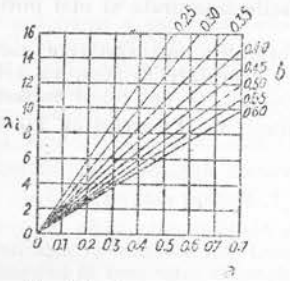


Fig. 38. Diagramă pentru determinarea lui Λ_i.

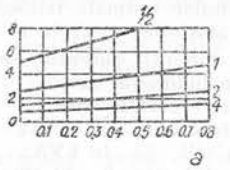


Fig. 39. Diagramă pentru determinarea lui Λ_e.

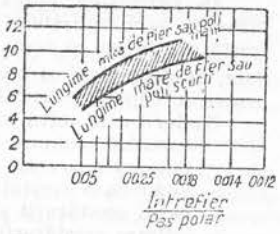


Fig. 40. Diagramă pentru determinarea lui Λ'.

reactanţa de scăpări . . . . . $X_s = \varkappa(\Lambda_i + \Lambda_e)$;

reactanţa supratranzitorie . . . $X''_d = \varkappa(\Lambda_i + \Lambda_e + \Lambda')$;

reactanţa tranzitorie . . . . . $X'_d = \varkappa(\Lambda_i + \Lambda_e + \Lambda')$;

reactanţa directă . . . . . $X_d = \varkappa(\Lambda_i + \Lambda_d + \Lambda_a)$.

In tabela 4 sunt cuprinse valorile cele mai obişnuite ale reactanţelor la diferite feluri de generatori (în unităţi relative).

Tabela 4. Reactanţele maşinilor sincrone (în unităţi relative)

Tipul maşinii	X_d	X_q	X'_d	X'_q	X''_d	X''_q	X_i	X_h *)
Turbogeneratori cu doi poli înnecaţi . . .	1,1	1,05	0,16	1,05	0,09	0,09	0,09	0,015–0,05
Turbogeneratori cu patru poli înnecaţi .	1,2	1,15	0,22	1,15	0,14	0,14	0,14	0,03–0,09
Compensatori de fază	1,8	1,10	0,40	1,10	0,27	0,30	0,28	0,05–0,20
Generatori şi motoare cu poli aparenţi, având 16 poli	1,1	0,65	0,37	0,65	0,27**)	0,30**)	0,28**)	0,05–0,22
Generatori şi motoare cu poli aparenţi, cu mai puţin de 16 poli	1,15	0,63	0,32	0,63	0,22**)	0,25**)	0,24**)	0,05–0,20

*) Variază mult cu pasul bobinei. Valorile cele mai mici se referă la 2/3 din pasul polar.
**) Dacă inelele scurtcircuitoare ale coliviei nu sunt continue, aceste valori se măresc. Dacă bobinajul de amortizare lipseşte, reactanţa supratranzitorie este egală cu cea tranzitorie.

In tabela 5 sunt cuprinse constantele de timp.

T'_{d0} este timpul de stabilire al curentului de excitaţie, când statorul este în circuit deschis, şi rezistenţa exterioară a circuitului de excitaţie este mare.

T'_{d3} este constanta de timp a componentei tranzitorii a curentului de scurtcircuit trifazat brusc (direct la borne).

T''_{d3} este constanta de timp a componentei supratranzitorii a curentului în aceleaşi condiţii.

T_{d3} este constanta de timp a indusului şi reprezintă constanta de timp a componentei aperiodice a curentului din indus, în aceleaşi condiţii.

Tabela 5. Constantele de timp (în secunde), pentru diferiţi generatori (rezistenţa exterioară egală cu zero)

	T_{d3}	T'_{d0}	T'_{d3}	T''_{d3}
Turbogeneratori				
50 000 kVA	0,20	6	0,8	0,04
5 000 kVA	0,05	3,5	0,5	0,04
500 kVA	0,03	1,7	0,3	0,04
Generatori cu poli aparenţi				
50 000 kVA	0,20	8,5	2,0	0,04
5 000 kVA	0,10	3,5	1,0	0,04
500 kVA	0,05	2,5	0,5	0,04
50 kVA	0,02	1,0	0,2	0,04

C. Funcţionarea maşinii sincrone

a) Funcţionarea în paralel a maşinii sincrone

49. **Cuplarea unei maşini sincrone la o reţea.** Cuplarea la reţea a unei maşini sincrone, motor sau generator, impune îndeplinirea prealabilă a următoarelor condiţii:

— să se aducă maşina la viteza de sincronism, corespunzătoare frecvenţei reţelei;

— tensiunea la borne a generatorului să fie egală cu tensiunea reţelei;

— în momentul cuplării, să fie opoziţie de fază între tensiunea reţelei şi tensiunea generatorului;

— în cazul maşinilor sincrone trifazate mai este necesar ca succesiunea fazelor indusului să fie aceeaşi cu a reţelei.

Dacă una dintre cele patru condiţii nu este îndeplinită, conectarea nu va reuşi, şi maşina sincronă poate să se ardă sau poate fi distrusă. De cele mai multe ori însă, există un automat de protecţie, care în cazul unei manevre necorespunzătoare, adică atunci când una dintre condiţii nu este îndeplinită, decuplează maşina.

Cuplarea la reţea a maşinii sincrone se face în modul următor:

a) Maşina sincronă se aduce la viteza de sincronism, fie cu ajutorul motorului de antrenare, în cazul generatorului, fie aşa cum se va arăta în cazul motorului sincron, la paragraful 55. Se verifică dacă s'a ajuns la frecvenţa reţelei, cu ajutorul a două frecvenţmetre, dintre care unul indică frecvenţa reţelei, iar altul, frecvenţa maşinii care trebue conectată la reţea.

b) Maşina sincronă se excită astfel, încât să indice aceeaşi tensiune cu a reţelei. Verificarea se face cu voltmetrul (conectat pe rând la bornele maşinii şi pe barele reţelei), cu două voltmetre aşezate aproape unul de celălalt, astfel încât să poată fi observată în acelaşi timp sau, mai bine, cu un voltmetru dublu cu două echipaje de măsură, cu două ace şi o singură scală.

c) Verificarea succesiunii fazelor se poate face în mai multe feluri, ca de exemplu:

— cu un aparat special, care indică sensul succesiunii fazelor;

— cu un mic motor asincron cu acelaşi număr de faze, care se leagă odată la reţea, şi apoi la generator, în ambele cazuri motorul trebuind să se rotească în acelaşi sens.

Verificarea succesiunii fazelor trebue făcută numai la prima punere în funcţiune a maşinii.

d) Aparatul cel mai important pentru cuplare este însă sincronoscopul.

Cel mai simplu se compune din *lămpi de fază* instalate pe fiecare fază, în derivaţie cu întrerupătorul generatorului.

Conectarea lămpilor se poate face pentru maşinile monofazate cum se vede în fig. 41 *a*, *b*, iar pentru maşinile trifazate, ca în fig. 42 *a*, *b*.

Dacă frecvenţa reţelei diferă de aceea a maşinii, lămpile vor fi supuse unei tensiuni rezultante a cărei frecvenţă este egală cu jumătatea sumei frecvenţelor reţelei şi maşinii, iar amplitudinea ei variază cu jumătatea diferenţei frecvenţelor; în consecinţă, lămpile vor prezenta oscilaţii în intensitatea lor luminoasă. Aceste oscilaţii sunt cu atât mai lente, cu cât frecvenţele sunt mai apropiate.

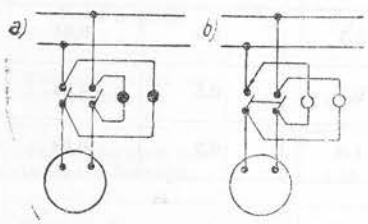


Fig. 41. Conectarea lămpilor de fază la maşina monofazată.

In cazul montajului din fig. 41 *a* — montaj prin stingere — sincronismul este atins când lămpile sunt stinse, pe când în cazul montajului din fig. 41, *b* — montaj prin aprindere — sincronismul este atins când lămpile ard cu cea mai mare intensitate.

Intreruptorul se închide în momentul când este atins sincronismul.

In cazul montajului prin stingere se poate folosi şi un voltmetru de nul, iar în cazul montajului prin aprindere, un voltmetru de tensiune dublă, montate la fel ca şi lămpile.

Un montaj prin aprindere, ca la sistemul monofazat, nu este aplicabil în trifazat, doarece maximul de intensitate luminoasă (respectiv de tensiune) este atins când tensiunile generatorului sunt decalate cu 60° faţă de tensiunile corespunzătoare ale reţelei.

In cazul sistemelor trifazate, montajul din fig. 42, *a* este prin stingere, iar cel din fig. 42, *b*, mixt.

La primul montaj succesiunea fazelor este justă, dacă lămpile se aprind şi se sting simultan, în caz contrar, lămpile se sting şi se aprind pe rând.

La al doilea montaj succesiunea fazelor este aceeaşi dacă aprinderile şi stingerile sunt succesive: dacă lămpile se montează la vârfurile unui triunghi, prin stingerea şi aprinderea lor succesivă dau impresia unui foc învârtitor. Dacă aprinderile şi stingerile sunt simultane pentru toate lămpile, succesiunea fazelor este diferită. Sensul focului învârtitor este pozitiv sau negativ, după cum viteza maşinii este prea mică sau prea mare. In vederea cuplării trebue să se ajungă la o aprindere şi stingere cât mai înceată a lămpilor, în cazul primului montaj, sau la un foc învârtitor cât mai încet, în cazul ultimului montaj.

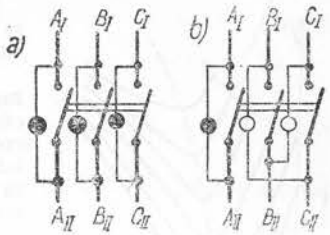


Fig. 42. Conectarea lămpilor de fază la maşina trifazată.

Inchiderea întreruptorului se face când toate lămpile sunt stinse în primul montaj, iar în celălalt, când lampa de pe puntea directă este stinsă. Se folosesc şi sincronoscoape de altă construcţie decât cel indicat mai sus. Foarte des se folosesc aparate automate pentru punere în paralel a maşinilor sincrone.

50. **Regimurile de funcţionare în paralel a generatorilor sincroni.** Dacă se consideră un generator sincron care funcţionează în paralel cu o reţea de putere foarte mare în raport cu puterea generatorului considerat (« reţea de putere infinită »), având tensiunea U şi frecvenţa f constantă, se disting două regimuri caracteristice de funcţionare ale generatorului sincron:

— menţinând constant curentul de excitaţie i_e, se variază admisia agentului motor, deci cuplul M_1 aplicat la arborele generatorului, adică:

$$i_e = \text{constant}, \qquad M_1 = \text{variabil};$$

— menţinînd constantă admisia agentului motor, deci cuplul la arbore M_1, se variază curentul de excitaţie i_e, adică

$$M_1 = \text{constant}, \qquad i_e = \text{variabil}.$$

In primul caz variază puterea activă debitată de generatorul sincron, variaţia puterii reactive fiind numai un fenomen secundar.

In al doilea caz, variază numai puterea reactivă debitată de generator (dacă se neglijează rezistenţa indusului generatorului).

In consecinţă:

— puterea activă debitată de un generator sincron poate fi variată numai prin variaţia puterii mecanice şi deci a cuplului, aplicate la arbore, iar

— puterea reactivă debitată de un generator sincron poate fi modificată prin variaţia excitaţiei.

Posibilitatea redistribuirii puterii reactive este o caracteristică importantă a funcţionării în paralel a generatorilor sincroni*). Datorită acestei proprietăţi, maşina sincronă poate fi folosită ca generator de putere reactivă (compensator de fază).

*) Problema generală a repartiţiei puterilor active şi reactive, la mersul în paralel al generatorilor sincroni, a fost studiată de Acad. prof. I. S. Gheorghiu, care într'un articol publicat în Revue générale de l'électricité din 11 aprilie 1931 a indicat pentru prima oară o metodă pentru înlocuirea unităţilor dintr'o centrală printr'un generator echivalent.

In cazul când generatorul sincron este supraexcitat, el debitează energie reactivă, iar când este subexcitat, absoarbe energie reactivă. Deoarece, în general, reţelele electrice au nevoie de energie reactivă, generatorii sincroni trebue să funcţioneze supraexcitaţi. Uneori, sunt folosite motoare sincrone care merg în gol, pentru furnizarea energiei reactive (compensatori de fază).

Curbele în V. In cazul regimului de funcţionare cu i_e variabil, se pot trasa curbele în V din fig. 43, pentru diferite sarcini active.

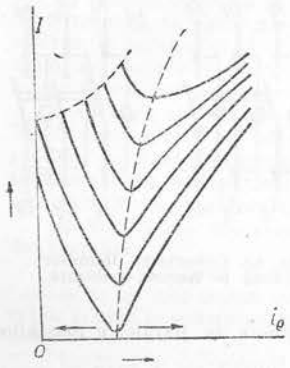


Fig. 43. Curbele în V.

Rezultă şi din acestea că prin variaţia excitaţiei se produce o variaţie a curentului reactiv; minimul curbelor în V corespunde la $\cos \varphi = 1$.

51. **Puterea electromagnetică şi puterea sincronizantă specifică la maşina sincronă.** O maşină sincronă, care alimentează singură o reţea electrică, la creşterea sarcinii îşi micşorează turaţia până ce regulatorul motorului de acţionare restabileşte echilibrul; în cazul scăderii sarcinii, turaţia creşte până la restabilirea echilibrului.

Prin urmare, turaţia şi frecvenţa generatorului singur variază cu sarcina.

La funcţionarea în paralel, fenomenele nu se mai produc la fel, deoarece frecvenţa maşinilor este egală cu aceea a reţelei. O variaţie a frecvenţei se poate produce numai dacă toate maşinile cuplate în paralel îşi schimbă simultan viteza.

Orice maşină sincronă este supusă unui cuplu electromagnetic şi unui cuplu mecanic (care la motor este rezistent, iar la generator este activ). Cuplul mecanic tinde să mărească unghiul de sarcină β, iar cel electromagnetic, să-l micşoreze.

La descărcare, sub influenţa cuplului electromagnetic, maşina tinde să atingă $\beta = 0$, deaceea, motorul este accelerat scurt timp, pe când generatorul este frânat, pentru a se menţine viteza de sincronism.

Fără această proprietate de menţinere în sincronism, în mod automat, mersul în paralel al maşinilor sincrone nu ar fi posibil, chiar dacă ar fi folosite cele mai precise regulatoare.

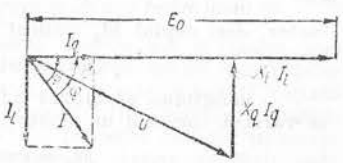


Fig. 44. Determinarea puterii electromagnetice.

Pentru a lămuri mai bine această problemă se va exprima puterea electormagnetică P_{em} a maşinii sincrone în funcţie de unghiul de sarcină β (fig. 44), neglijând căderile de tensiune RI şi $X_s I$. In adevăr,

$$P_{em} = m\,U\,I\cos\varphi = m\,U\,I\cos(\Psi - \beta) =$$
$$= m\,U\,I\cos\Psi\cos\beta - m\,U\,I\sin\Psi\sin\beta =$$
$$= m\,U\,I_q\cos\beta + m\,U\,I_l\sin\beta. \qquad (51.1)$$

în care:

φ este unghiul dintre vectorul V şi al curentului I;
ψ — unghiul dintre vectorul f. e. m E_0 şi al curentului I;
— unghiul dintre vectorul f. e. m E_0 şi al tensiunii V.

Dar:

$$I_q\,X_q = U\sin\beta$$

şi

$$I_l\,X_l = E_0 - U\cos\beta, \qquad (51.2)$$

de unde:

$$I_q = \frac{U}{X_q}\sin\beta$$

şi

$$I_l = \frac{E_0 - U\cos\beta}{X_d} \qquad (51.3)$$

Inlocuind în expresia puterii, rezultă:

$$P_{em} = m\frac{U\,E_0}{X_d}\sin\beta + m\frac{U^2(X_d - X_q)}{2X_d\,X_q}\sin^2\beta. \qquad (51.4)$$

Din expresia puterii, împărţind cu viteza unghiulară $\frac{\omega}{p}$, se deduce expresia cuplului.

In cazul maşinii cu poli înnecaţi $X_d = X_q$ şi deci,

$$P_{em} = m\frac{UE_0\sin\beta}{X_d}. \qquad (51.5)$$

Dacă i_e = constant, E_0 este constant, X_d putând fi considerat deasemenea constant, rezultă că P_{em} variază sinusoidal cu β.

La o creştere a cuplului aplicat arborelui generatorului, se măreşte unghiul β, ceeace are ca urmare o sporire de putere.

Acest proces continuă până când cuplul de frânare egalează cuplul activ. Ca urmare, generatorul va continua să funcţioneze la aceeaşi viteză ca şi mai înainte, dar cu un unghi β diferit, şi cu sarcină diferită.

Regimul stabil este numai pentru β cuprins între 0 şi 90°.

In cazul maşinilor cu poli aparenţi $X_d > X_q$, şi curba de variaţie a cuplului este ca în fig. 45, suma a două sinusoide. Se observă că maximul cuplului este atins pentru $\beta < 90°$. Curba de variaţie a cuplului electromagnetic nu mai este o sinusoidă, şi maximul cuplului este mai mare decât al unei maşini cu poli înnecaţi, cu aceeaşi valoare a lui X_d. Funcţionnarea este stabilă numai pe porţiunea ascendentă a curbei cuplului.

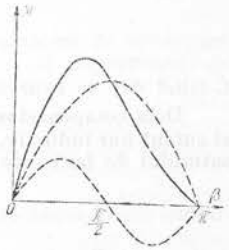


Fig. 45. Curba variaţiei cuplului electromagnetic la maşinile sincrone cu poli aparenţi.

Ca măsură a proprietăţii sincronizante serveşte cuplul sincronizant specific.

Dacă în urma unui şoc mecanic de scurtă durată, generatorul avansează cu un unnghi $\Delta\beta$, variaţia de cuplu ΔM tinde să aducă maşina în situaţia iniţială, la unghiul β. Cuplul sincronizant specific este definit ca raportul dintre variaţia cuplului electromagnetic şi variaţia unghiului β, adică *):

$$M_s' = -\frac{dM}{d\beta} \qquad (51.6)$$

*) Cuplul de sincronizare este egal cu diferenţa dintre cuplul mecanic util şi cuplul electromagnetic. Cum cuplul mecanic este independent de unghiul β, cuplul sincronizant specific va fi dat numai de derivata, în raport cu β a cuplului electromagnetic.

La maşinile sincrone cu poli înnecaţi, puterea sincronizantă specifică este:

$$P_s = \frac{mUE_0 \cos \beta}{X_d}, \tag{51.7}$$

iar cuplul sincronizant specific se deduce prin împărţirea puterii sincronizante specifice, cu viteza unghiulară a rotorului, $\frac{\omega}{p}$.

52. **Funcţionarea generatorului la sarcină capacitivă.** Acest fel de sarcină are loc când un generator lucrează pe o linie lungă, care nu este încărcată sau are o sarcină redusă. Maşina acţionează, în acest caz, ca o inductanţă, cu alte cuvinte curentul său de magnetizare este luat dela reţea. Maşina îşi menţine deci tensiunea nominală la o excitaţie care va fi mai mică decât excitaţia corespunzătoare mersului în gol. Limita este dată de excitaţia nulă. Excitaţia negativă nu este admisibilă deoarece în acest caz nu poate avea loc un mers stabil. Cel mai mare curent capacitiv care poate fi debitat este dat de raportul dintre tensiune şi reactanţa sincronă:

$$I_{c\max} = \frac{U}{X_d} = I_{k0}. \tag{52.1}$$

Dacă o maşină trebue să satisfacă sarcini capacitive mari, este necesar ca X_d să fie mic şi deci I_{k0} trebue să fie mare. Dacă I_{k0} este mare, înseamnă că întrefierul este mare.

In diagrama simplificată din fig. 46, $I_{c\max}$ corespunde aproximativ dreptei $\overline{OA}$. Curentul inductiv maxim este $I_{l\max} = \overline{AC}$. Suma acestor doi curenţi este $\overline{CO}$; curentul de excitaţie redus la stator $\overline{OB}$ este:

$$I' = \frac{w_e}{Cw} i_e. \tag{52.2}$$

C fiind dat de expresiile (24.4 — 24.8), după caz.

Dela compensatorii de fază se poate pretinde atât curent pur capacitiv, cât şi curent pur inductiv, după starea de încărcare a reţelei. Pentru mărimea compensatorului de fază este hotărîtoare suma curenţilor.

$$I_{l\max} + I_{c\max}.$$

b) Funcţionarea maşinii sincrone ca motor şi compensator de fază

53. **Generalităţi.** Funcţiunea de bază a maşinii sincrone este aceea de generator. Principiul general al reversibilităţii se aplică şi generatorilor sincroni: maşina sincronă poate funcţiona şi ca motor sincron.

Folosirea motorului sincron a întâmpinat mult timp dificultăţi din cauza condiţiilor speciale de pornire. In prezent, metodele de pornire fiind destul de bine puse la punct, motorul sincron, în unităţi până la puteri foarte mari, are din ce în ce mai mare utilizare.

Faţă de motorul asincron, motorul sincron prezintă avantajul că funcţionarea lui poate îmbunătăţi factorul de putere general al reţelei; mai este de observat că întrefierul mare aduce o siguranţă sporită în exploatare şi că variaţia cuplului în funcţie de tensiune este liniară, iar nu pătratică, ca la motorul asincron, ceeace

uneori poate reprezenta un avantaj. In sfârşit, prin îmbunătăţirea factorului de putere randamentul lui poate ajunge mai mare decât al motorului asincron *).

Dintre desavantaje, afară de acela bine cunoscut al vitezei fără posibilităţi de variaţie, trebue semnalate: necesitatea unei instalaţii de excitaţie şi pornire, apoi tendinţa de pendulare în cazul sarcinilor neuniforme şi ca urmare influenţa asupra reţelei de alimentare.

In general utilizările cele mai frecvente ale motorului sincron sunt la convertizori de mare viteză, la compresori centrifugali, la compresori cu piston, la acţionarea electrică a vapoarelor.

Pentru ca un motor sincron să producă şi energie reactivă pe lângă cea activă, în scopul ameliorării factorului de putere al reţelei, trebue să funcţioneze supraexcitat (cu $\cos \varphi \approx 0{,}9$).

Compensatorii de fază sincroni sunt motoare sincroane funcţionând în gol, care servesc pentru a produce energie reactivă, inductivă sau capacitivă.

Această energie este procurată prin variaţia excitaţiei; absorbirea sau furnizarea de energie depinde de gradul de subexcitare sau de supraexcitare, deci depinde de raportul $\frac{E_0}{U}$.

Factorul de putere al unei asemenea maşini este practic $\cos \varphi = 0$. Puterea reactivă (inductivă) absorbită este maximă pentru excitaţie nulă. Această stare nu se poate realiza decât pentru maşini cu poli aparenţi, deoarece numai acestea pot funcţiona ca maşini reactive, fără excitaţie. Cea mai mare putere reactivă furnizată (capacitivă) la supraexcitare este limitată de încălzirea bobinajului polilor şi de creşterea de tensiune admisibilă la descărcare bruscă.

Funcţionarea motorului sincron a fost studiată în general la paragraful 25. Rămâne să se mai examineze cuplul maxim şi pornirea.

54. **Cuplul maxim (de desprindere).** Stabilitatea mersului ca motor impune ca:

$$M < M_M,$$

dacă se notează cu M cuplul care trebue dat la un anumit moment de motor, iar cu M_M cuplul maxim. O măsură a stabilităţii mersului o dă capacitatea de supraîncărcare:

$$\sigma = \frac{M_M}{M_n}.$$

Pentru a aprecia în mod acoperitor mărimea σ, se poate folosi teoria simplificată dela paragraful 25.

La tensiune constantă şi la excitaţie constantă, la mersul ca motor se aplică jumătatea inferioară a cercului din fig. 21.

---

*) In Uniunea Sovietică motorul sincron este foarte mult utilizat, folosindu-se toate avantajele pe care le prezintă. Datorită faptului că nu înrăutăţeşte factorul de putere al reţelei, ci poate chiar să-l amelioreze, nu se instalează motoare asincrone de putere mare decât numai când, în urma examinării condiţiilor date, se constată că nu este posibilă instalarea de motoare sincrone.

Fabrica «Electrosila» din Leningrad a construit şi a dat în exploatare seria de motoare sincrone G şi GM, pentru puteri de 200 — 6 000 kVA. Incă din 1934 aceste motoare sunt în funcţiune şi au dovedit calităţi foarte bune.

Este caracteristic acestei serii, că motoarele nu au un bobinaj special de amortizare. Acest rol îl preiau piesele polare masive, bobinajul de excitaţie şi bandajele.

Tot fabrica «Electrosila» a realizat seria motoarelor sincrone verticale M C 395, dintre care numeroase exemplare lucrează în perfecte condiţii la antrenarea pompelor cu elice.

Această jumătate de cerc a fost reprezentată în fig. 46, răbătută în sus. In loc de forţe magnetomotoare s'au trecut curenţii.

Se iau:

$$\overline{AB} = I,$$

$$\overline{AB'} = I \cos \varphi;$$

(în cazul din fig. 46, unghiul φ este în avans, deci maşina este supraexcitată).

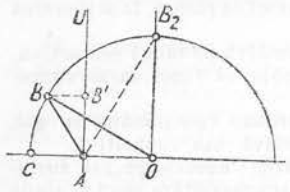


Fig. 46. Diagrama simplificată a motorului sincron.

$$\overline{OB} = i_e \frac{w_e}{Cw} = I_k.$$

Sarcina activă în punctul B, pentru cazul curentului trifazat, este:

$$P = 3UI \cos \varphi \, 10^{-3} \text{ kW} \tag{54.1}$$

cuplul este:

$$M = \frac{60 \cdot 10^3 \, P}{2\pi \, 9{,}81 \, n} = 2{,}92 \frac{U}{n} I \cos \varphi \text{ kgm.} \tag{54.2}$$

Cel mai mare curent activ corespunde punctului B_2; cuplul maxim care se desvoltă acolo, este

$$M_M = \sigma M,$$

unde:

$$\sigma = \frac{\overline{OB_2}}{\overline{AB'}} = \frac{\overline{OB}}{\overline{AB'}} = \frac{i_e}{I \cos \varphi} \frac{w_e}{Cw} = \frac{I_k}{I \cos \varphi} \tag{54.3}$$

şi, ţinând seamă de (54.2):

$$M_M = 2{,}92 \frac{U}{n} i_e \frac{w_e}{Cw} = 2{,}92 \frac{U}{n} I_k \text{ [kgm].} \tag{54.4}$$

Din aceste relaţii rezultă că cuplul maxim este proporţional cu tensiunea U şi cu curentul de excitaţie i_e. Din relaţia (54.3) şi fig. 46, se poate vedea cum variază capacitatea de supraîncărcare cu poziţia punctului B pe cerc. Cu cât B se găseşte mai la stânga, în jos, cu atât σ creşte, iar mersul este mai stabil. Din această cauză, motoarele sincrone supraexcitate (pe lângă puterea activă absorbită din reţea, debitează puterea reactivă) sunt foarte insensibile la suprasarcini. Un motor care la o excitaţie, pentru $\cos \varphi = 1$ permite o suprasarcină de 50 % ($\sigma = 1{,}5$), în caz de supraexcitare, pentru factori de putere capacitivi permite următoarele suprasarcini:

la $\cos \varphi = 0{,}9$, $\sigma \approx 1{,}9$;

la $\cos \varphi = 0{,}8$, $\sigma \approx 2{,}1$.

Pentru valoarea de capacităţii supraîncărcare σ este de mare importanţă forţa magnetomotoare disponibilă θ_0, care, în fig. 46, este proporţională cu $\overline{AO}$. Cu cât aceasta este mai mare, cu atât σ devine mai mare pentru acelaşi $\cos \varphi$. Prin alegerea la proiectarea maşinii a unui întrefier de mărime corespunzătoare, se poate ajunge la o anumită stabilitate.

STAS 1893-50 prevede că la tensiunea, frecvenţa şi curentul de excitaţie nominale, valoarea cuplului maxim al motorului sincron, funcţionând cu un factor de putere 0,8 în regim supraexcitat (capacitiv), trebue să fie de cel puţin 1,65 ori cuplul nominal.

Relaţia (54.4) poate arăta ce se întâmplă în cazul unei scăderi de tensiune, ceeace este foarte frecvent în exploatare. Dacă ε_u este căderea de tensiune procentuală M_M scade la valoarea:

$$M'_M = M_M \cdot \frac{100 - \varepsilon_u}{100}, \tag{54.5}$$

iar

$$\sigma' = \sigma \frac{100 - \varepsilon_u}{100}. \tag{54.6}$$

Trebue remarcat că este posibil ca, odată cu căderea de tensiune, să aibă loc şi o urcare a frecvenţei, deoarece în cazul scurtcircuitelor grele care au loc după stingerea scurtcircuitului brusc, sarcina activă scade, astfel încât turaţia creşte după ce s'a restabilit tensiunea. Cuplul disponibil al motorului va scădea cu cantitatea necesară accelerării maselor.

Dacă se înseamnă cu ε_f variaţia procentuală a frecvenţei, cuplul necesar accelerării este:

$$M_a = \frac{\pi}{2 \cdot 9{,}81} GD^2 \frac{f}{p} \frac{\varepsilon_f}{100} \text{ [kgm].} \tag{54.7}$$

Cuplul maxim disponibil, ţinând seamă de scăderea de tensiune şi de urcarea de frecvenţă, este:

$$M''_M = M_M \cdot \frac{100 - \varepsilon_u}{100} - M_a. \tag{54.8}$$

Pentru un mers stabil:

$$M''_M \geqslant M_n.$$

Cel mai stabil mers împotriva influenţelor amintite, este mersul ca simplu compensator de fază. Acesta are de accelerat numai masa proprie, din care cauză M_a este relativ mic; afară de aceasta, cuplul M_a fiind în acest caz datorit numai pierderilor, reprezintă abia câteva procente din cuplul nominal corespunzător maşinii, dacă ar merge încărcată la plină sarcină (ca motor). Din această cauză, M''_M nu trebue să fie prea mare.

55. **Pornirea motorului sincron.** Motorul sincron şi compensatorul de fază pot fi pornite ca motoare asincrone, sau cu ajutorul unui motor separat de lansare.

In primul caz, care este cel mai frecvent, maşina sincronă se alimentează obişnuit cu o tensiune redusă, obţinută dela un transformator cu prize sau dela un autotransformator special de pornire.

Valoarea tensiunii de pornire este deobicei: $U_p = (0{,}3 \ldots 0{,}5) \, U_n$. In câmpul învârtitor, care se produce în acest fel, rotorul se va roti întocmai ca indusul în scurtcircuit al unui motor asincron. In acest scop, la maşini mai mici este suficientă numai acţiunea pieselor polare masive; la maşini mai mari se construeşte o colivie specială (dispusă în piesele polare, care sunt lamelate). Cuplul desvoltat depinde de rezistenţa coliviei de pornire; valoarea cea mai mare se obţine când rezistenţa coliviei, redusă la numărul de spire w al indusului, este aproximativ egală cu reactanţa de scăpări X_s. Insă pentru ca la funcţionarea ca motor asincron alunecarea să nu fie prea mare înainte de trecerea în sincronism, iar la funcţionarea ca maşină sincronă colivia să producă o amortizare suficientă a pendulaţiilor, se recomandă ca rezistenţa redusă a coliviei să se aleagă mai mică decât X_s, în orice caz însă, mai mare decât în cazul unui simplu bobinaj de amortizare.

Cuplul care se poate obţine la tensiunea de pornire de mai sus, cu ajutorul unui bobinaj în colivie, este de circa 0,3 M_n.

Puterea aparentă luată dela reţea la începutul poniriii, este, pentru toate trei fazele, aproximativ:

$$S_p = 3\frac{U_p^2}{cX_s}, \tag{55.1}$$

c variind între 1 şi 1,4.

Transformatorul de pornire, care deobicei este de tip autotransformator, trebue dimensionat astfel încât să poată da un timp scurt puterea S_p.

Metodele de calcul al pornirii în asincron propuse de diferiţi autori dau rezultate suficient de precise, dar sunt excesiv de greoaie; pe de altă parte, prin metode simplificate s'au obţinut rezultate foarte puţin precise. Constructorul sovietic G. I. Sturman a analizat nesimetria magnetică şi electrică a motorului sincron şi a dat formule de calcul mai simple, dar totuşi precise, pentru determinarea curentului şi caracteristicelor de pornire. Rezultatele de calcul, după formulele propuse, comparate cu datele încercării la platformă, au dat o coincidenţă satisfăcătoare, ceeace dovedeşte justeţa metodei Sturman (v. L.M. Piotrovski, *Maşini electrice*, Editura Energetică de Stat 1953).

O deosebită atenţie trebue să se dea fenomenului care se produce la intrarea în sincronism, în cazul pornirii în asincron.

Motorul asincron, care se roteşte având alunecarea s, este excitat şi urmează să intre dela sine în sincronism. Cuplul este aproximativ proporţional cu s şi accelerează motorul în tot timpul pornirii. Cuplul sincron, care apare prin conectarea excitaţiei, se suprapune celui asincron şi are o acţiune de accelerare în timpul unei jumătăţi de perioadă, iar în cealaltă jumătate, o acţiune de frânare. Dacă se reuşeşte să se aducă masele în rotaţie din viteza asincronă în cea sincronă, în timpul jumătăţii de perioadă de accelerare, trecerea la sincronism reuşeşte. Dacă acest lucru nu reuşete, se produc pendulaţii în viteza de rotaţie, care rămâne tot timpul mai mică decât viteza de sincronism. Aceste pendulaţii se manifestă şi prin pendulaţii ale curentului. Aducerea la sincronism este cu atât mai grea cu cât masele (GD^2), pe care motorul le pune în mişcare, sunt mai mari şi cu cât sarcina activă este mai mare, deoarece pentru accelerare rămâne disponibil numai restul dintre cuplul motor şi cel rezistent. O influenţă deosebită asupra fenomenului o are alegerea momentului în care se conectează excitaţia. Dacă aceasta se face în acea poziţie a rotorului, când începe semiperioada de accelerare, maşina va intra mult mai uşor în sincronism decât dacă se face conectarea în momentul când începe semiperioada de frânare.

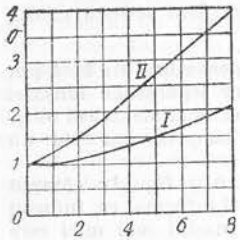


Fig. 47. Diagramă pentru calcularea excitaţiei motorului sincron.

Din curbele reprezentate în fig. 47 se poate deduce excitaţia necesară în funcţie de σ, cunoscând GD^2 şi sarcina P. In abscisă sunt trecute valorile:

$$\frac{GD^2}{P}\left(\frac{100\,s}{p}\right)^2\left(\frac{f}{50}\right)^3, \tag{55.2}$$

s fiind alunecarea în procente, înainte de excitare. Valorile din ordonată dau cel mai mic σ, care trebue obţinut prin excitare. Curba I este valabilă în cazul când excitaţia se conectează în momentul cel mai favorabil, iar curba II, în momentul cel mai defavorabil. Cunoscând valoarea σ, se poate calcula, (cu ajutorul relaţiei 54.3), excitaţia i_e. In cazul unei alunecări de 3—4%, observând cu atenţie un ampermetru introdus în circuitul rotorului, se poate nimeri, cu oarecare exerciţiu, momentul cel mai potrivit pentru a conecta excitaţia.

La pornirea în asincron bobinajul excitaţiei trebue să fie scurtcircuitat, căci altfel apar în el tensiuni foarte periculoase pentru maşină şi pentru cei care o manevrează. Deoarece scurtcircuitarea îngreunează pornirea, este mai bine ca excitaţia să fie închisă printr'o rezistenţă mare, care rămâne tot timpul legată în paralel.

D. Maşini sincrone speciale

56. **Motorul reactiv.** Pentru motoarele sincrone de putere mică ansamblul instalaţiei de excitaţie este o complicaţie. Deaceea în asemenea cazuri este mai indicat motorul sincron reactiv, fără bobinaj de excitaţie.

Principiul de funcţionare rezultă din următoarele.

Dacă un generator sincron trifazat, învârtit cu viteza nominală este legat la reţea, dar curentul de excitaţie $i_e = 0$, prin bobinajul statorului va circula totuşi un curent care produce forţa magnetomotoare de reacţie a indusului. Aceasta se descompune într'o componentă longitudinală şi în alta, transversală. Lipsind fluxul principal, căci $i_e = 0$, rotorul este magnetizat de componenta longitudinală a forţei magnetomotoare de reacţie.

Posibilitatea funcţionării motorului sincron cu poli aparenţi şi fără excitaţie rezultă şi din relaţia (51.4), căci $X_a \neq X_q$.

Generatorul reactiv nu se întrebuinţează, motorul reactiv are însă numeroase aplicaţii în instalaţii de fizică, cinematograf sonor, telemecanică. Puterea motoarelor trifazate reactive este limitată la 1—2 kW. Desavantajele lor sunt: factorul de putere redus (0,5) şi randamentul mai mic decât al motoarelor asincrone.

56 a. **Generatori de frecvenţă mijlocie şi înaltă.** Frecvenţele până la circa 100 Hz pot fi considerate ca joase, între 100 şi 10 000—20 000 Hz ca frecvenţe mijlocii, iar peste aceste valori ca frecvenţe înalte.

Generatorii de frecvenţă mijlocie şi înaltă s-au desvoltat din tipurile normale de joasă frecvenţă.

Pentru obţinerea frecvenţelor mari sunt două mijloace:

— mărirea numărului polilor;

— mărirea vitezei periferice a rotorului.

Cu ambele aceste mijloace se ajunge însă repede la o limită.

Pasul polar nu poate fi redus prea mult, iar viteza periferică nu poate întrece anumite valori din cauza rezistenţei materialelor.

Până la frecvenţa de circa 500 Hz generatorii se construesc în modul arătat în paragrafele anterioare, atât rotorul cât şi statorul având bobinaje. Generatorii pentru frecvenţe de peste 500 Hz se fac aproape totdeauna de tipul homopolar. Variaţia de flux se obţine prin variaţia reluctanţei. Rotorul a cărui viteză este mare, nu poartă nici un fel de înfăşurare. Până la circa 5 000 Hz turaţia este de circa 3 000 rot/min, iar peste aceste frecvenţe turaţia obişnuită este de 6 000 rot/min şi chiar mai mult. Se pot face în felul acesta generatori până la circa 30 000 Hz.

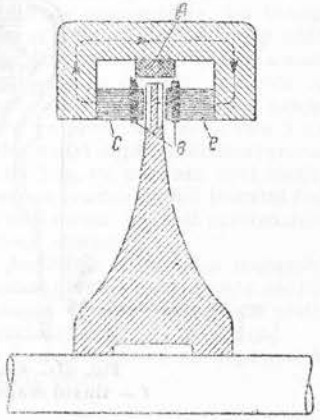


Fig. 47a. Secţiune printr'un generator de înaltă frecvenţă tip Alexanderson (schematic).

Sunt numeroase tipuri de astfel de generatori. Se vor arăta două din cele mai tipice. Fig. 47a reprezintă tipul Alexanderson. Rotorul este o şaibă de oţel, având forma unui corp de egală rezistenţă pentru a rezista mai bine la forţele centrifuge. La marginea şaibei sunt frezate de ambele părţi, circa 100 crestături, care se umplu cu material nemagnetic pentru a micşora pierderile

prin frecare cu aerul. Intrefierul este de 1 mm de o parte şi de alta. In fig. 47a se arată cum se închide circuitul magnetic. Pe stator se află bobinajul de excitaţie A, a cărui alimentare se face de la o sursă separată de curent continuu. Circuitul magnetic este în mare parte masiv, înafară de porţiunile C, care se fac din tole cu grosime de 0,1—0,3 mm, după caz. Bobinajul de lucru B, se introduce în crestături şi anume câte un conductor pe crestătură. Fig. 47 b arată dispoziţia crestăturilor bobinate şi a crestăturilor rotorului, de unde rezultă şi modul cum se produce frecvenţa înaltă. Toţi conductorii sunt legaţi în serie, iar cele două infăşurări B, deoparte şi de alta a roţii polare, se leagă obişnuit în paralel. Conductorii sunt formaţi din fire subţiri izolate şi răsucite pentru a micşora pierderile suplimentare. Se preferă construcţia pentru tensiune joasă pentru a avea o izolaţie subţire care să nu ocupe mult loc. In acest caz conductorul poate fi format din mai multe secţiuni în paralel. La tipul Alexanderson raportul crestăturilor dintre stator şi rotor este 2:1, iar intrefierul este axial.

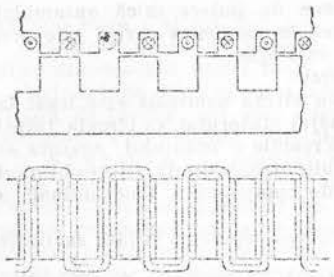


Fig. 47b. Schema bobinajului maşinii Alexanderson.

Dacă rotorul are 300 dinţi şi este antrenat cu 6 000 rot/min se obţine frecvenţa de 30 000 Hz.

Un tip diferit de cel de mai sus, este cel din fig. 47c.

Se pot executa generatori de înaltă frecvenţă până la o putere de 500 kVA şi chiar mai mult. La ambele tipuri de generatori descrişi, variaţia de flux este

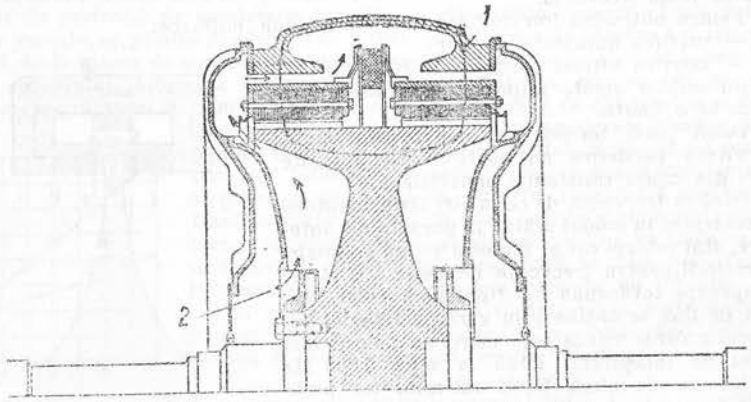


Fig. 47c. Generator de înaltă frecvenţă Latour:
1 — fluxul magnetic; 2 — curent de aer pentru răcire.

de 0...Φ. Sunt tipuri tot cu variaţie de reluctanţă, unde fluxul variază ca şi la alternatorii normali dela — Φ la + Φ.

Generatorii de înaltă frecvenţă, 20 000—30 000 Hz, se foloseau înainte foarte mult în radiotelegrafie. Azi oscilatorul cu lămpi înlocuieşte tot mai mult acest tip de generator. In schimb generatorii pentru 1 000—12 000 Hz se folesesc mult la cuptoarele electrice de înaltă frecvenţă şi la laboratoarele de încercări. Generatorii până la 500—1 000 Hz se folosesc pentru frecvenţe muzicale sau pentru alimentarea unor tipuri de motoraşe de mare turaţie folosite în unele industrii mai ales în industria lemnului. Astfel se pot cita grupurile sovietice de 200 Hz folosite la alimentarea ferăstraelor electrice pentru tăiat arborii.

56 b. **Micromotoare sincrone monofazate.** Sunt folosite în deosebi pentru acţionarea ceasurilor electrice. In cazul cel mai simplu un asemenea motor este constituit dintr'un rotor nesimetric din oţel, nebobinat, instalat în câmpul alternativ al unui electromagnet; el se învârteşte cu turaţia de 3 000 rot/min, dacă bobina este alimentată cu curent alternativ de 50 Hz.

Un tip mai nou de motor sincron se compune dintr'un rotor dinţat cu 30—40 dinţi, cuprins între piesele polare ale statorului, care sunt şi ele dinţate.

Bobinajul de excitaţie al statorului este constituit din multe spire din conductori subţiri.

La fiecare jumătate de perioadă rotorul înaintează cu un dinte, deci într'o secundă cu $2f$ dinţi.

Dacă rotorul are z dinţi rezultă turaţia:

$$n = \frac{2f}{z} 60 \text{ [rot min]}$$

Deoarece asemenea motoare nu pot porni singure, sunt echipate cu un dispozitiv de lansare, de exemplu, un arc.

E. Fenomene de pendulaţie

57. **Gradul de iregularitate al maşinii funcţionând singură.** Una dintre caracteristicele maşinii sincrone este pendulaţia mecanică a rotorului în jurul vitezei de sincronism.

Aceste oscilaţii sunt de două feluri: libere sau proprii şi forţate.

Oscilaţiile libere sunt datorite acţiunii cuplului de sincronizare. La trecerea dela o sarcină activă la alta, trebue să se schimbe şi unghiul de decalaj β dintre axa polilor şi axa câmpului învârtitor rezultant din întrefier. Pentru aceasta, rotorul maşinii trebue accelerat un scurt timp (căci viteza iniţială şi finală este aceeaşi — cea de sincronism). In perioada de accelerare masele în rotaţie acumulează o anumită energie cinetică suplimentară, care va produce o deplasare a axei rotorului dincolo de noua poziţie de echilibru. Intervenţia cuplului de sincronizare, care tinde să aducă rotorul în noua poziţie de echilibru, va produce deci oscilaţii în jurul acestei poziţii de echilibru. Oscilaţiile libere se produc numai în cazul funcţionării în paralel cu o reţea de putere foarte mare, căci numai în acest caz tensiunea la borne rămâne constantă (atât ca fază, cât şi ca mărime).

Oscilaţiile forţate sunt produse de variaţia periodică a cuplului mecanic şi determină deci variaţia puterii electromagnetice a maşinii sincrone. Aceste oscilaţii apar numai în cazul motoarelor de antrenare cu cuplu variabil (maşini cu piston) sau la acţionarea unor mecanisme cu cuplu variabil (pompe cu piston).

Bunul mers al maşinilor impune ca gradul de iregularitate să nu depăşească o anumită valoare. Gradul de iregularitate este definit prin:

$$\delta = \frac{\omega_{max} - \omega_{min}}{\omega_{med}} \qquad (57.1)$$

şi depinde de fluctuaţiile forţelor tangenţiale ale maşinii de antrenare, care apar în formula de mai jos prin valoarea constantei c, prin puterea activă ($S \cos \varphi$, kW), momentul de inerţie (GD^2, kg.m²) şi prin turaţie.

Din aceste mărimi se deduce:

$$\delta = c \frac{S \cos \varphi}{GD^2 n^2 \eta}. \tag{57.2}$$

unde c este egal cu $3{,}5 \cdot 10^6$ la maşinile cu abur, cu un cilindru şi în tandem; cu $1{,}25 \cdot 10^6$ până la $2 \cdot 10^6$ la maşinile cu abur cu doi cilindri şi manivele opuse; cu $0{,}7 \cdot 10^6$, la maşinile cu abur, cu trei cilindri. La motoarele cu ardere internă, c urmează să fie determinat pentru fiecare caz în parte, cu ajutorul relaţiei:

$$c = 45 \cdot 10^6 \frac{x}{\eta_m} (0{,}75 + \rho), \tag{57.3}$$

unde η_m este randamentul mecanic al maşinii şi variază după mărimea motorului, între 0,7 şi 0,9; x şi ρ se pot lua din tabelele de mai jos.

Valori pentru x

Numărul cilindrilor	în patru timpi	în doi timpi	Aprinderi pe o rotaţie
1	—	0,4	1
2	0,4	0,4	1
3	0,23	—	1,5
4	0,084	—	2

Valori pentru ρ

0,25 — 0,35	pentru motoare cu gaz sărac	0,30 — 0,20	pentru motoare cu benzină
0,35 — 0,45	pentru motoare cu gaz metan	0,25 — 0,32	pentru motoare cu spirt
0,10 — 0,40	pentru motoare cu petrol,	0,48 — 0,52	pentru motoare Diesel

Gradul de iregularitate nu trebue să depăşească anumite valori maxime, pentru a asigura un mers satisfăcător. La lămpile cu incandescenţă, fluctuaţiile încă admisibile ale tensiunii sunt redate în curba reprezentată în fig. 48, în funcţie de frecvenţa impulsului; se observă că cea mai mare sensibilitate se găseşte la frecvenţa 7,5 Hz a impulsului şi la 0,5% fluctuaţie. Acesta corespunde unui grad de iregularitate de 1/200. La o frecvenţă a impulsurilor mai mare sau mai mică, sunt admisibile valori mai mari pentru δ. Deobicei nu se depăşeşte valoarea de 1/150. In cazul mersului în paralel, nu sunt valabile valorile obţinute mai sus pentru δ, deoarece în acest caz trebue să se ţină seamă de mărirea gradului de iregularitate, datorită posibilităţii de oscilaţie a inductorului.

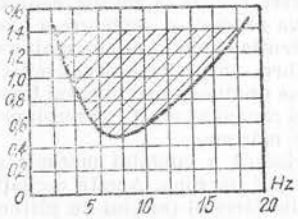


Fig. 48. Fluctuaţii admisibile ale tensiunii.

58. **Gradul de iregularitate la mersul în paralel.** La mersul în paralel există un cuplu electromagnetic M_{em} care forţează inductorul să meargă la fel ca şi câmpul învârtitor. Acesta a fost determinat în paragraful 51. Pentru simplificare se va considera cazul unei maşini cu poli înnecaţi. Formula (51.5) se poate pune sub forma:

$$P = S \cos \varphi = S_{max} \sin \beta. \tag{58.1}$$

In această relaţie S_{max} este puterea maximă:

$$S_{max} = m\, U\, I_k\, 10^{-3} \text{ [kVA]}; \tag{58.2}$$

cuplul maxim este:

$$M_M = \frac{60 \cdot 10^3 S_n I_k}{2 \pi 9{,}81\, n\, I_n} \text{ [kgm]}, \tag{58.3}$$

iar:

$$M_{em} = \frac{60 \cdot 10^3 S_n I_k}{2 \pi 9{,}81\, n\, I_n} \sin \beta \text{ [kgm]}. \tag{58.4}$$

Cuplul electromagnetic M_{em} tinde să menţină $\beta = 0$. Dacă β nu este prea mare, se poate înlocui cu aproximaţie:

$$\sin \beta \approx \beta,$$

astfel încât, din ecuaţia de echilibru a mişcării de oscilaţie se deduce formula de oscilaţie:

$$I \frac{d^2 \beta_r}{dt^2} + M_s \beta_r = 0, \tag{58.5}$$

în care I este momentul de inerţie al inductorului;

β_r — unghiul geometric de abatere din poziţia de zero $\beta_r = \frac{\beta}{p}$;

M_s — cuplul sincronizant specific, pentru $\beta \simeq 0$

Soluţia ecuaţiei (58.5) este:

$$\beta_r = A \sin Bt, \tag{58.6}$$

iar $B = \sqrt{\frac{M_s}{I}}$. Se deduce că pulsaţia de oscilaţie, dacă se notează cu T_e perioada proprie de oscilaţie, este:

$$\omega_e = \frac{2\pi}{T_e} = \sqrt{\frac{M_s}{I}}; \tag{58.7}$$

rezultă:

$$T_e = 2\pi \sqrt{\frac{M_s}{I}} \text{ [s]}. \tag{58.8}$$

Dacă se introduc valorile:

$$I = \frac{GD^2}{4},$$

$$M_s = M_{\beta_r = 1} = \frac{60\, S\, I_k\, p}{2 \pi I_n} 10^3 \text{ [jouli]}$$

în expresia (58.8), se obţine:

$$T_e = \frac{n}{240} \sqrt{\frac{GD^2}{S \frac{I_k}{I_n} f}} \text{ [s]}. \tag{58.9}$$

Trebue evitat ca perioada impulsului T_a să fie în rezonanţă cu perioada proprie de oscilaţie, adică trebue ca ;

$$T_a \neq T_e . \tag{58.10}$$

In cazul când :

$$T_e < T_a , \tag{58.11}$$

trebue avut în vedere că I_k este funcţie de excitaţia existentă, care se schimbă sau poate fi schimbată cu sarcina. Dacă la excitaţia de plină sarcină, de exemplu $\frac{I_k}{I_n}$ este circa 2,5, la gol acest raport $\frac{I_{k0}}{I_n}$ poate deveni aproximativ 1, ceeace înseamnă că $\frac{I_k}{I_n}$ este foarte variabil cu sarcina. La sarcini mici se poate deci ca T_e să devină mult mai mare. Prin aceasta este posibilă la o sarcină redusă apropierea de rezonanţă. Deasemenea, trebue evitat ca T_a să fie un multiplu întreg de T_e. Dacă $T_e < T_a$, T_e trebue să fie situat între două două regiuni de rezonanţă, cu alte cuvinte nu trebue să se apropie nici de T_a şi nici de $2T_a$, $3T_a$, etc.

Cel mai sigur mers se va obţine când :

$$T_e > T_a . \tag{58.12}$$

Această situaţie nu este totdeauna uşor de realizat, deoarece, printre altele, s'ar putea să fie necesar un moment de inerţie mult prea mare.

Dacă $T_e > T_a$, apropierea de rezonanţă se produce numai în caz de supra-sarcină.

Trebue să nu se piardă din vedere că în toate cazurile la mers în paralel, gradul de iregularitate este mai mare decât cel calculat din relaţia (57.2), pentru cazul generatorului funcţionând singur. Raportul dintre amplitudinea de oscilaţie, la mersul în paralel şi amplitudinea în cazul mersului singur, se numeşte factorul de mărire şi se notează cu ζ. Se poate arăta că:

$$\zeta = \frac{T_e^2}{T_e^2 - T_a^2}, \text{ când } T_e > T_a, \text{ respectiv } \zeta = \frac{T_e^2}{T_a^2 - T_e^2}, \text{ când } T_a > T_e \tag{58.13}$$

Gradul de iregularitate la mersul în paralel este deci :

$$\zeta \delta \tag{58.14}$$

şi trebue să corespundă curbei din fig. 48; cu alte cuvinte, valorile ordonatelor nu trebue să depăşească fluctuaţiile admisibile pentru iluminat.

Dacă mai multe generatoare, acţionate de maşini de antrenare diferite sau care au turaţii diferite, merg în paralel, este periculoasă chiar o rezonanţă între impulsurile oricărei maşini de antrenare şi oscilaţia proprie a unui generator. Acest lucru se explică prin faptul că, pentru oscilaţia propriu zisă, este indiferent din care parte vin impulsurile (cele mecanice din partea inductorului sau cele electrice prin intermediul indusului). In astfel de cazuri, se alege pentru valorea T_e a fiecărui generator, o valoare care să fie mai mare decât oricare perioadă T_a a impulsului oricărei maşini de antrenare, dintre cele care merg în paralel:

$$T_{e\min} > T_{a\max} . \tag{58.15}$$

Cu factorul de mărire ζ încă permis, se poate determina $\frac{T_e}{T_a}$ şi la un anumit T_a se poate stabili GD^2, care rezultă. Deobicei nu este bine să se admită ζ mai mare decât 2. Din relaţia (58.13) se găseşte în acest caz că $\frac{T_e}{T_a}$ este $\sqrt{2}$.

T_a este determinat de turaţia şi de felul maşinii de antrenare: $T_a = \frac{60}{n}$ la maşinile cu abur sau la motoarele în doi timpi, iar la motoarele în patru timpi, $T_a = 2\frac{60}{n}$.

S'a presupus că la maşinile cu abur cu dublu efect şi la motoarele cu mai mulţi cilindri, diferitele curse care corespund unui ciclu de lucru nu sunt identice.

In aceste ipoteze şi în presupunerea că $T_e > T_a$, rezultă:

$$GD^2 = \frac{4{,}2\, S \frac{I_k}{I_n} l}{\left(\frac{n}{100}\right)^4} \text{ [kgm}^2\text{]}. \tag{58.16}$$

Pentru $\frac{I_k}{I_n} = 2{,}5$ şi la o frecvenţă de 50 Hz se obţine pentru maşinile cu abur cu dublu efect şi pentru motoarele în doi timpi:

$$GD^2 = 525 \frac{S}{\left(\frac{n}{100}\right)^4} \text{ [kgm}^2\text{]}, \tag{58.17}$$

iar pentru motoarele în patru timpi:

$$GD^2 = 2\,100 \frac{S}{\left(\frac{n}{100}\right)^4} \text{ [kgm}^2\text{]}. \tag{58.18}$$

Existenţa unui bobinaj de amortizare, plasat pe inductor, are ca efect micşorarea oscilaţiilor mecanice ale inductorului. In ce priveşte oscilaţiile puterii active, bobinajul de amortizare le micşorează dacă $\zeta > 2$, şi le măreşte dacă $\zeta < 2$. Când $\zeta = 2$, bobinajul de amortizare nu are niciun efect asupra mărimilor oscilaţiilor puterii active.

F. Pierderile şi randamentul maşinii sincrone

59. **Pierderile în cuprul indusului.** Se deosebesc:

α) *Pierderile ohmice, RI^2.*

β) *Pierderile suplimentare în cuprul activ din crestătură,* datorite fluxului de scăpări transversal din crestătură, care provoacă o repartizare neuniformă a curentului în secţiunea conductorilor.

Aceste pierderi în părţile active ale bobinajului, datorite curenţilor turbionari provocaţi de fluxurile de scăpări, pot fi determinate exact.

Pierderile suplimentare se raportează deobicei la pierderile ohmice, astfel încât acestea se pot exprima prin:

$$(k - 1)\, R_a I^2,$$

unde R_a este rezistenţa ohmică a porţiunii de bobinaj îngropată în fier.

Dacă în crestătură este numai o bară:

$$k = \xi \frac{\operatorname{sh} 2\xi + \sin 2\xi}{\operatorname{ch} 2\xi + \cos 2\xi}, \tag{59.1}$$

iar dacă în crestătură sunt mai multe bare suprapuse, k se măreşte cu numărul barelor astfel încât, în stratul q socotit dela fundul crestăturii:

$$k = \xi \frac{\operatorname{sh} 2\xi + \sin 2\xi}{\operatorname{ch} 2\xi + \cos 2\xi} + (q^2 - q)\, 2\xi \frac{\operatorname{sh} \xi - \sin \xi}{\operatorname{ch} \xi + \cos \xi}. \tag{59.2}$$

Factorul ξ, denumit înălţimea raportată a barei, pentru cazul barelor de cupru se determină cu expresia:

$$\xi = h \sqrt{\frac{b_{Cu} f}{b_c 50}} \text{ cm}, \tag{59.3}$$

unde h este înălţimea barei în sensul înălţimii crestăturii;
b_{Cu} — lăţimea barei, iar
b_c — lăţimea crestăturii.

Valorile lui k pentru bara din stratul q, se pot lua din curbele reprezentate în fig. 49.

Aceste pierderi suplimentare, datorite câmpului de scăpări din crestătură, se pot micşora foarte mult, în special în cazul secţiunilor mari de cupru, dacă se execută barele din mai multe benzi.

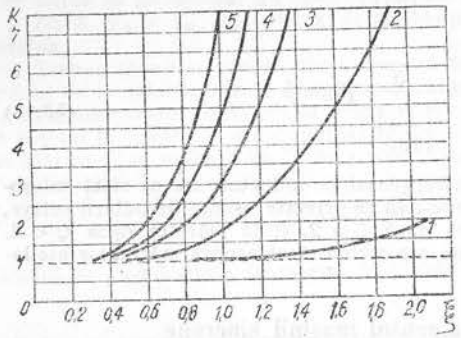


Fig. 49. Diagramă pentru calcularea pierderilor suplimentare în cuprul indusului.

Benzile sunt izolate între ele şi sunt astfel răsucite, încât totdeauna fluxul total de scăpări cuprins de două dintre ele să fie zero. Dacă divizarea barei în benzi este împinsă suficient de departe, curentul este egal repartizat. Pierderile suplimentare care mai rămân sunt cele corespunzătoare înălţimii unei benzi şi se determină din curbele fig. 49.

Înălţimile-limită ale barelor, care pot fi admise fără a se face lamelarea şi răsucirea, se determină din înălţimea critică h_k, dată aproximativ de formula:

$$h_k = \frac{1{,}7\, b_c}{b_{Cu}\, h_l}, \tag{59.4}$$

unde prin h_l s'a notat înălţimea tuturor conductorilor din crestătură. Divizarea barei în benzi trebue împinsă atât de departe, încât înălţimea unei benzi să fie mai mică sau egală cu h_k. Pierderile totale $kR_a I^2$ în cuprul din crestătură pentru aceste bare sunt minime, cu $k = 1{,}33$ (33 % pierderi suplimentare).

De multe ori, în cazul secţiunilor mijlocii, când bare masive ar depăşi înălţimea critică, este suficientă numai o simplă divizare a cuprului în mai multe benzi suprapuse, izolate între ele şi răsucite la capul de bobine cu 180°.

Afară de pierderile suplimentare datorite fluxului transversal de scăpări din crestătură, dacă lăţimea benzii de cupru este suficient de mare, mai pot interveni pierderi suplimentare şi din cauza fluxului radial care trece prin crestătură şi care se pot manifesta şi la mersul în gol, cu maşina excitată. In cazul crestăturilor semiînchise, pierderile suplimentare în cupru sunt neglijabile. In cazul crestăturilor deschise şi dacă barele de cupru sunt late, trebue divizate şi răsucite în special cele din apropierea deschiderii crestăturii.

Pierderile care se produc în straturile superioare ale crestăturii se pot stabili aproximativ, dacă se calculează acoperitor densitatea medie j a curenţilor turbionari cu formula:

$$j = K_\omega b_c f B_0 10^{-6} \text{ [A/mm}^2\text{]}, \tag{59.5}$$

unde

K_ω	19	9	4	2
$\frac{y}{b_{Cu}}$	0,25	0,5	0,75	1,0

y fiind distanţa radială dela mijlocul conductorului la deschizătura crestăturii, iar b_{Cu}, lăţimea tangenţială a conductorului. Formula dă rezultate apropiate dacă $1 \leqslant \frac{b}{\delta} \leqslant 4$.

γ) *Pierderile suplimentare la capetele de bobină.* La capetele de bobină se produc, deasemenea pierderi suplimentare, datorite scăpărilor magnetice ale capetelor de bobină. Aceste pierderi sunt importante la turbogeneratori, căci câmpurile de scăpări ale capetelor de bobină sunt foarte intense, din cauza forţelor magnetomotoare mari.

60. **Pierderile în fier.** Se calculează separat pentru dinţi şi jug. In acest scop se porneşte dela curba de pierderi specifice a tolelor. In mod obişnuit, astăzi se folosesc tole cu pierderi specifice $p_{10} = 3 \ldots 2{,}3$ W/kg (la 50 Hz şi 10 000 gauşi).

La pierderile în fier calculate astfel, mai trebue adăugate pierderile suplimentare de mers în gol, care se produc în piesele masive de presare a pachetelor de tole constituind statorul.

Practica a dovedit că valoarea acestor pierderi este cuprinsă între 60 şi 80 % din valoarea pierderilor în fier, calculate conform primului aliniat. Aceste pierderi sunt provocate în parte de armonicele superioare ale curbei câmpului. Odată cu măsurarea pierderilor în fier se măsoară şi pierderile care se calculează cu formula (59.5).

61. **Pierderile suplimentare în fier** sunt provocate de forţa magnetomotoare a indusului. In această categorie sunt cuprinse pierderile în piesele de presare a pachetelor de tole ale statorului, în scuturi, iar în cazul polilor masivi, pierderile dela suprafaţa superioară a pieselor polare.

Primele se manifestă şi în piesele de fixare ale capetelor de bobină (la turbogeneratori) şi pot fi menţinute în limite acceptabile, prin folosirea de materiale nemagnetice.

Pierderile dela suprafaţa pieselor polare sunt de două feluri:

— pierderi datorite armonicelor de câmp create de forţa magnetomotoare nesinusoidală a bobinajului indusului, care pot fi combătute destul de bine printr'un bobinaj cu pas scurtat potrivit (pasul = 0,815 τ);

— pierderi datorite faptului că forţa magnetomotoare a indusului nu este uniform repartizată, ci este concentrată în crestături. Din această cauză, diagrama amperspirelor se prezintă cu trepte fixe în spaţiu, care provoacă armonice superioare alternative. Acestea sunt cu atât mai mari, cu cât raportul dintre intrefier δ şi pasul crestăturii statorice τ_{c1} este mai mic. Din această cauză, la maşinile mari, cu poli masivi, este necesar ca:

$$\frac{\delta}{\tau_{c1}} \geqslant 0{,}4, \tag{61.1}$$

In caz contrar se impune folosirea polilor lamelaţi.

Pierderile menţionate în paragraful 59 (excluziv cele provocate de fluxul principal, la crestături deschise), sunt aproximativ egale cu cele care se produc în maşina în scurtcircuit. Pierderile dela suprafaţa piesei polare se obţin scăzând din pierderile în scurtcircuit, pierderile din indus, când se scoate rotorul. Experimental, la maşina sincronă, pierderile suplimentare se determină prin metoda scurtcircuitului şi metoda lansării.

62. **Pierderile în excitaţie.** Se determină cunoscând excitaţia în sarcină i_e, prin măsurare directă sau prin construcţiile indicate la paragrafele 30 şi 31, şi din rezistenţa inductorului. Ele sunt:

$$\frac{i_e^2 r_e}{\eta_e}, \tag{62.1}$$

în care η_e este randamentul excitatricei.

63. **Pierderile mecanice.** Se compun din pierderile prin frecări (în lagăre şi la inele) şi prin ventilaţie (frecarea aerului). Ultimele sunt preponderente la maşinile cu turaţie înaltă.

Pierderile totale prin frecare la hidrogeneratorii mari sunt cuprinse între 0,8 şi 1% din puterea maşinii. La turbogeneratori, aceste valori sunt puţin mai mari, putând fi însă reduse prin folosirea ventilaţiei separate, deoarece ventilaţia proprie la turaţie înaltă se face cu un randament redus. Pierderile prin frecare la maşinile cu turaţie redusă sunt sub valorile susmenţionate.

64. **Randamentul maşinii sincrone.** Dacă se notează cu Σp suma tuturor pierderilor menţionate în paragrafele 59, 60, 61, 62 şi 63, randamentul maşinii sincrone generatoare va fi:

$$\eta = \frac{S_n \cos \varphi}{S_n \cos \varphi + \Sigma p} \; (S_n \text{ în kVA}),$$

iar al motorului sincron:

$$\eta = \frac{P_n}{P_n + \Sigma p} \; (P_n \text{ — puterea la arbore, în kW}).$$

G. Dimensionarea maşinii sincrone

65. **Relaţii pentru dimensionare.** Datele pentru construcţia unui alternator sunt:

puterea nominală aparentă S_n, în kVA;
numărul fazelor m;
tensiunea nominală la borne U_n, în V;
factorul de putere nominal $\cos \varphi_n$;
tensiunea de excitaţie U_e, în V;
frecvenţa nominală f, în Hz;
turaţia n, în rot/min.

Ca în orice maşină electrică, între puterea maşinii şi produsul turaţiei cu volumul rotorului $D^2 l_i$, există relaţia fundamentală:

$$S = C D^2 l_i n. \tag{65.1}$$

Dacă se exprimă D şi l_i în m, n în rot/min şi S în kVA, se obţin pentru C, la maşinile moderne, valori cuprinse între 2 şi 5, după mărimea şi viteza periferică a maşinii.

Dacă se dau S şi n, apreciind pe C, se pot deduce, folosind relaţia de mai sus, valorile produsului $D^2 l_i$, D poate fi ales în mod liber. La maşini cu viteză mare,

D se alege după vitezele periferice permise din punctul de vedere al rezistenţei mecanice, iar la maşini cu turaţie redusă, după momentul de inerţie GD^2 cerut. La turbogeneratori, vitezele periferice nu trebue să depăşească 140 — 150 m/s la mersul normal (proba de supraviteză 1,25 n), iar la hidrogeneratori, cel mult 65 — 75 m/s (proba de supraviteză 1,8 n). Din relaţia:

$$v = \frac{\pi D n}{60 \cdot 100} \; [\text{m/s}], \tag{65.2}$$

D fiind exprimat în cm. pentru o viteză periferică dată, se poate calcula D şi deci, l_i din relaţia de mai sus. Această lungime totală se împarte în pachete de circa 5 cm lăţime, cu canale de ventilaţie între ele, de 1 cm lăţime. Lungimea activă l_a va fi deci:

$$l_a = \frac{l}{1{,}2} \; [\text{cm}], \tag{65.3}$$

iar lungimea efectivă l_{Fe} a fierului, ţinând seamă de factorul de umplere, este:

$$l_{Fe} \cong 0{,}9 \; l_a \cong 0{,}75 \; l. \tag{65.4}$$

Factorul de acoperire al polului γ, la maşinile cu poli aparenţi se ia aproximativ 0,75. Secţiunea de flux pentru întrefier este, conform formulei (14.6):

$$S_\delta = l_i \, \tau_p \, \gamma = \frac{l + l_a}{2} \tau_p \, \gamma = 0{,}92 \; l \tau_p \gamma. \tag{65.5}$$

unde:

$$\tau_p = \frac{\pi D}{2p}. \tag{65.6}$$

Se alege inducţia B_δ, în întrefierul de sub piesa polară, deobicei în jurul a 8 000 gauşi, şi se poate calcula fluxul:

$$\Phi = 0{,}92 \; l \, \tau_p \, \gamma \, B_\delta, \text{ la maşinile cu poli aparenţi,} \tag{65.7}$$

$$\Phi = 0{,}92 \; l \, \tau_p \, \frac{1 + \gamma}{2} B_\delta, \text{ la maşinile cu poli înnecaţi.} \tag{65.8}$$

Pe baza tensiunii nominale U_n pe fază, se poate determina, cu ajutorul formulei (8.1), numărul de spire w şi, în felul acesta, se poate proiecta bobinajul. Numărul de crestături pe pol şi fază se alege ţinând seamă de pasul polar. O dinţare fină este avantajoasă la răcirea bobinajului. Ea ameliorează forma curbei forţei electromotoare şi micşorează pierderile la suprafaţa piese polare; necesită însă mai mult material izolant, ceeace este foarte important la maşini pentru tensiunea înaltă. In niciun caz nu se iau mai puţin de şase crestături pe pol, şi, dacă este posibil, nouă crestături. La maşini mai mari se recomandă să se folosească bobinajul cu număr fracţionar de crestături pe pol şi fază $\left(\frac{Z}{p} = \text{număr impar, } Z \text{ fiind numărul total de crestături}\right)$.

τ_c, pasul crestăturii, se ia între 2,5 şi 5 cm.

Odată stabilit numărul de crestături, va rezulta şi numărul de conductori din crestături. Secţiunea conductorului rezultă din curentul I şi densitatea J. I este curentul care circulă în conductor.

Pentru alegerea densităţii J, se porneşte dela produsul JA, A fiind pătura de curent, exprimată de (28.14). Acest produs este o măsură a cantităţii de căldură desvoltate de bobinaj pe centimetru pătrat de suprafaţă interioară a coroanei statorului, deoarece aceste pierderi sunt:

$$\frac{2{,}1\,JA}{10^4}\,[\mathrm{W/cm^2}]. \tag{65.9}$$

Produsul JA poate fi ales între 800 şi 1 400, ţinând seamă de încălzirile admisibile şi de ventilaţia maşinii. Valorile mari sunt valabile pentru maşini mari, cu viteză periferică mare.

Pătura de curent fiind

$$A = \frac{2\,m\,Iw}{\pi D},$$

rezultă că se va putea deduce densitatea de curent $J = \frac{(JA)}{A}$ şi de aici şi secţiunea de cupru a conductorului, s.

Lăţimea crestăturii trebue să fie într'un raport corect faţă de pasul crestăturii, astfel încât, în dinţi inducţia care rezultă din fluxul Φ să nu depăşească 19 000 sau cel mult 20 000 gauşi.

Cunoscând lăţimea crestăturii, secţiunea conductorului şi numărul acestora pe crestătură, se poate deduce adâncimea h_c a crestăturii, ţinându-se, bineînţeles, seamă de izolaţia necesară.

Înălţimea h_{j1} a jugului tolei indusului se poate determina admiţând în jug o inducţie cuprinsă între 10 000 şi 13 000 gauşi.

Diametrul exterior D_e al pachetului de tole al statorului va rezulta din D, din adâncimea h_c a crestăturii şi din înălţimea h_{j1} a jugului indusului.

Alegerea întrefierului este legată de mulţi factori: mărimea sarcinii, stabilitatea la oscilaţii, cuplul maxim la motoare, o curbă favorabilă a forţei electromotoare, pierderi suplimentare, etc.

Când pasul polar este mic sau foarte mic, întrefierul poate fi de câţiva milimetri; în cazul când pasul polar este mare, ca, de exemplu, la turbogeneratori, unde pasul poate fi de 150 cm, întrefierul trebuie să fie mult mai mare (circa 30 — 40 mm).

Forţa magnetomotoare pe pol, necesară la mersul în gol, se calculează în mod obişnuit cu ajutorul curbei de magnetizare. Determinarea excitaţiei în sarcină i_e se face cum s'a indicat la paragraful 30 sau 31.

Secţiunea conductorului necesară excitaţiei se calculează, dacă se cunoaşte tensiunea U_e de excitaţie, din relaţia:

$$s_e = \frac{\Theta_e\, l_m\, 2p\rho}{U_e}\,[\mathrm{mm^2}]. \tag{65.10}$$

In această formulă Θ_e sunt de data aceasta amperspirele pe pol determinate în ipoteza că maşina funcţionează cu o suprasarcină de 25 %, menţionându-şi tensiunea la borne (conform STAS 1893-50), l_m — lungimea spirei medii, în m, iar ρ — rezistivitatea la cald a conductorilor, care pentru cupru se ia de 0,0216 $\Omega\,\mathrm{mm^2/m}$. După ce se alege densitatea de curent J_e în conductor, cu ajutorul formulei

$$J_e s_e = i_e,$$

se poate deduce valoarea curentului de excitaţie i_e, iar din relaţia:

$$\frac{\Theta_e}{i_e} = \frac{w_e}{2p}, \tag{65.11}$$

se deduce numărul de spire pe pol.

Alegerea lui J_e se verifică prin încercări, astfel încât cantitatea de căldură degajată de bobinajul de excitaţie să poată fi transmisă aerului de ventilaţie prin suprafaţa inductorului.

La turbogeneratori, adoptând încălzirile după normele STAS 1893-50, se poate admite, în cazul unei ventilaţii bune, un coeficient de transmisie a căldurii de 0,6 — 1,0 $\mathrm{W/cm^2}$ de suprafaţă exterioară a inductorului. Valoarea superioară este valabilă pentru unităţile cele mai mari. Construcţiile sovietice au ajuns chiar la valori mai mari. La maşinile cu poli aparenţi, coeficientul de cedare a bobinelor polilor depinde de viteza periferică v. Acest coeficient de cedare mai depinde şi de felul bobinajului, dacă este executat cu sârmă izolată sau cu bandă de cupru neizolată, îndoită pe dungă. Luând în consideraţie încălzirile prescrise de STAS 1893-50, sunt admisibili următorii coeficienţi de transmisie a căldurii [$\mathrm{W/cm^2}$]:

v, în m/s	20	40	60	70
Bobină de cupru neizolat	0,23	0,6	0,85	1
Bobină de cupru izolat	0,15	0,25	0,35	0,45

Cantitatea de aer necesară turbogeneratorilor se ia dela 2 până la 2,5 $\mathrm{m^3/min}$, pentru fiecare kilowatt de pierderi, iar la maşini cu poli aparenţi, dela 3 până la 3,5 $\mathrm{m^3/min}$, pentru fiecare kilowat de pierderi.

66. Exemplu de calcul

Generator sincron trifazat cu poli aparenţi:
puterea nominală, $S_n = 400$ kVA;
factorul de putere, $\cos\varphi = 0{,}8$ inductiv;
tensiunea nominală la borne, $U_n = 6\,300$ V;
frecvenţa, $f = 50$ Hz;
turaţia, $n = 750$ rot/min.

Generatorul este antrenat de un motor Diesel cu patru cilindri, în patru timpi, prevăzut cu un volant care asigură un grad de iregularitate de 1/250. Generatorul va trebui să funcţioneze în paralel pe o reţea având o putere mult mai mare. Pentru excitaţia generatorului se dispune de o sursă separată de curent continuu, de 110 V.

Generatorul fiind de înaltă tensiune, este indicat ca bobinajul statorului să fie legat în stea. In acest fel, fiecărei faze îi revine tensiunea:

$$U = \frac{6\,300}{\sqrt{3}} = 3\,640\ \mathrm{V}.$$

Curentul pe fază va fi:

$$I = \frac{400 \cdot 10^3}{\sqrt{3} \cdot 6300} = 36{,}6\ \mathrm{A}.$$

Numărul de poli este:

$$p = \frac{60\,f}{n} = \frac{60 \cdot 50}{750} = 4;\quad 2p = 8.$$

Pentru a se putea alege diametrul interior al statorului, se admite o viteză periferică de 36 m/s, obişnuită la astfel de maşini.

Din formula (65.2) rezultă diametrul rotorului:

$$D_r = \frac{60 \cdot 100 \cdot v}{\pi n} = \frac{60 \cdot 100 \cdot 36}{3{,}14 \cdot 750} = 918 \text{ mm}.$$

Se admite, după alte maşini executate, un întrefier *uniform* de 3,5 mm. Diametrul interior al statorului va fi:

$$D = 918 + 2 \cdot 3{,}5 = 925 \text{ mm}.$$

Pentru a putea calcula lungimea l_i a maşinii, se va folosi formula fundamentală (65.1), unde este necesar să se aprecieze în primul rând C, care este cuprins între 2 şi 5.

O valoare mai mare pentru C reprezintă o utilizare mai accentuată a materialului, ceeace se întâmplă la maşini mari, de turaţie înaltă (1 500 — 3 000 rot/min). Generatorul fiind relativ mic şi de tensiune mare, având o turaţie nu prea înaltă, este recomandabil să se aleagă $C = 2{,}5$.

In general, când este dubiu în alegerea unui anumit parametru, de exemplu v sau C, este bine să se facă un prim calcul cu valori alese arbitrar. Desfăşurarea în continuare a calculului va indica dacă parametrii trebue schimbaţi sau nu. Dacă se impune această modificare, trebue să se reînceapă calculul pe baza altor valori ale parametrilor, mai potrivite.

Aplicarea formulei fundamentale (65.1) dă:

$$l_i = \frac{S_n}{CD^2 n} = \frac{400}{2{,}5 \cdot 0{,}925^2 \cdot 750} = 0{,}25 \text{ m}.$$

Se aleg cinci pachete active, de 50 mm, despărţite între ele prin câte un canal de ventilaţie de 10 mm lăţime.

Se admit tole normale de siliciu cu 2,3 W/kg, conform STAS 673-49, grosimea 0,5 mm, izolate cu lac. Factorul de umplere este de 0,92.

In aceste condiţii se obţine:

lungimea geometrică a maşinii $l = 5 \cdot 5 + 4 = 29$ cm,

lungimea pachetelor active $l_a = 5 \cdot 5 = 25$ cm,

lungimea efectivă de fier $l_{Fe} = 25 \cdot 0{,}92 = 23$ cm,

lungimea de calcul l_i după practica sovietică, cu ajutorul formulei (14.6) $l_i = \frac{29+25}{2} = 27$ cm,

pasul polar după formula (65.6) $\tau_p = \frac{925 \cdot 3{,}14}{8} = 36{,}3$ cm.

Se admite un factor de acoperire al polului $\gamma = 0{,}7$.

Generatorul fiind relativ mic şi cu tensiune înaltă, se va alege un bobinaj în etaje, care permite o izolaţie sigură şi o uşoară executare a capetelor de bobină. Numărul de perechi de poli fiind egal cu 4, deci par, se poate executa un bobinaj în două etaje, cu pas diametral, fiecare fază având $4/2 = 2$ grupuri de bobine lungi şi $4/2 = 2$ grupuri de bobine scurte. Se aleg 4 crestături pe pol şi fază, adică $4 \cdot 3 = 12$ crestături de pol. Odată aceste elemente fixate rezultă:

numărul total de crestături $Z = 4 \cdot 3 \cdot 8 = 96$,

pasul crestăturii $\tau_c = \frac{\pi D}{Z} = \frac{3{,}14 \cdot 925}{96} = 30{,}2$ mm,

factorul de scurtare $\xi_{s1} = 1$.

Factorul de repartizare după tabelele dela capitolul Bobinaje, este $\xi_{r1} = 0{,}958$.

Pasul crestăturii de 30,2 mm este admisibil, deoarece este de dorit ca acesta să fie cuprins între 25 şi 50 mm.

Secţiunea de flux în întrefier se calculează cu ajutorul formulei (65.5):

$$S_\delta = l_i \tau_p \gamma = 27 \cdot 36{,}3 \cdot 0{,}7 = 685 \text{ cm}^2.$$

Se admite în întrefier o inducţie de circa 7 000 gauşi, potrivită unei maşini relativ mici şi se va găsi fluxul cu formula (65.7):

$$\Phi = 685 \cdot 7\,000 = 4{,}8 \cdot 10^6 \text{ maxwelli}.$$

Numărul de spire pe fază se calculează cu ajutorul formulei (8.1), neglijându-se armonicele superioare

$$\Phi_1 \approx \Phi;\ E_1 \approx E.$$

$$4{,}44\, \xi_{s1}\, \xi_{r1}\, w\, 50\, \Phi = E\, 10^8.$$

de unde rezultă:

$$w = \frac{3\,640 \cdot 10^8}{4{,}44 \cdot 1 \cdot 0{,}958 \cdot 50 \cdot 4{,}8 \cdot 10^6} = 359 \text{ spire pe fază}.$$

In crestătură ar urma să revină:

$$\frac{2 \cdot 3 \cdot 359}{96} = 22{,}4 \text{ conductori}.$$

Se vor admite 22 de conductori în crestătură, în care caz urmează să se facă următoarele rectificări:

numărul total de conductori, $22 \cdot 96 = 2\,112$,

numărul de spire pe fază, $w = \frac{2\,112}{6} = 352$ spire,

fluxul $\Phi = \frac{3\,640 \cdot 10^8}{4{,}44 \cdot 1 \cdot 0{,}958 \cdot 50 \cdot 352} = 4{,}85 \cdot 10^6$ maxwelli $= E \cdot 1\,330$ [E în V].

Inducţia maximă în întrefier conform relaţiei (65,7) este:

$$B_\delta = \frac{4{,}85 \cdot 10^6}{685} = 7\,080 \text{ gauşi} = \frac{E}{0{,}514} \text{ [} E \text{ în V]}.$$

Pătura de curent este:

$$A = \frac{2m\, I\, w}{\pi D} = \frac{2 \cdot 3 \cdot 36{,}6 \cdot 352}{3{,}14 \cdot 925} = 266 \text{ A/cm}.$$

Pentru a se putea determina dimensiunile conductorului, se foloseşte formula (65.9). Cu o ventilaţie potrivită, se poate admite $JA = 1\,000$.

In aceste condiţii, densitatea J va fi:

$$J = \frac{1\,000}{266} = 3{,}76 \text{ A/mm}^2.$$

Secţiunea conductorului rezultă:

$$s = \frac{36{,}6}{3{,}76} = 9{,}74 \text{ mm}^2.$$

Conductorul se va alege conform GOST 434/41, ţinând seamă de consideraţiile expuse la § 59 privitor la lăţimea crestăturii. Se alege un conductor $9{,}3 \cdot 1{,}08$, cu o secţiune $s = 9{,}8$ mm².

Cu această valoare se rectifică:

$$J = \frac{36{,}6}{9{,}8} = 3{,}73 \text{ A/mm}^2,\quad JA = 3{,}73 \cdot 266 = 994.$$

Conductorul va fi izolat cu dublă învelitură de bumbac. După STAS 541-49/F 31, se iau acoperitor dimensiunile conductorului după izolare, de $9{,}7 \cdot 1{,}48$.

Pentru ca între spire să nu existe o tensiune exagerată, conductorii vor fi dispuşi în crestătură unul peste altul (fig. 50).

Izolaţia faţă de corp: teacă de micanită de 2,5 mm grosime. Crestătura este deschisă.

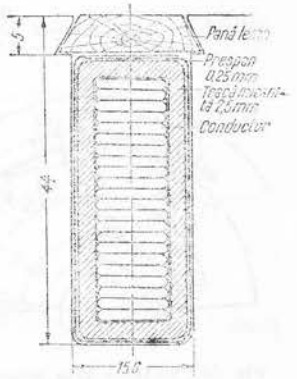


Fig. 50. Crestătura statorului alternatorului de 400 kVA, 750 rot/min, 6 300 V.

Dimensiunile crestăturii sunt următoarele:

Lăţimea crestăturii b:

conductor izolat	9,70 mm
teacă de micanită $2 \cdot 2{,}5$	5,00 mm
preşpan de protecţie $2 \cdot 0{,}25$	0,50 mm
joc şi toleranţă	0,40 mm
Total lăţime	15,60 mm

Inălţimea crestăturii h_e:

22 conductori izolaţi a 1,48	32,60 mm
teacă de micanită $2 \cdot 2{,}5$	5,00 mm
preşpan de protecţie $3 \cdot 0{,}25$	0,75 mm
pană	5,00 mm
joc şi toleranţă	0,65 mm
	44,00 mm

Admiţând, la mersul în gol, o inducţie de 11 000 gauşi în jug, înălţimea acestuia va rezulta după cele descrise la § 16 (fig. 8):

$$h_{j1} = \frac{4{,}85 \cdot 10^6}{2 \cdot 23 \cdot 11\,000} = 96 \text{ mm}.$$

Cu aceste date se poate calcula diametrul exterior al tolei statorului:

$$D_e = 925 + 2 \cdot 44 + 2 \cdot 96 = 1\,205 \text{ mm}.$$

Lăţimea normală a tolelor după STAS 673-49 este de 1 000 mm. Tola de 1 205 mm diametru exterior trebue executată din sectoare.

Pentru a se putea dimensiona roata polară trebue să se cunoască fluxul inductor. Se admite într'o primă aproximaţie, după § 13:

$$\Phi_i = 1{,}25\,\Phi = 1{,}25 \cdot 4{,}85 \cdot 10^6 = 6{,}06 \cdot 10^6 \text{ maxwelli}.$$

Polii vor fi executaţi din tablă de fier de 1,5 mm grosime; se poate admite o inducţie de 12 000 gauşi şi un factor de umplere egal cu 0,98. Secţiunea polului va fi:

$$S_p = \frac{6{,}06 \cdot 10^6}{12\,000} = 505 \text{ cm}^2.$$

Polul va avea aceeaşi lungime geometrică ca statorul. Lăţimea polului va fi:

$$\frac{505}{0{,}98 \cdot 29} = 177 \text{ mm}.$$

Lăţimea piesei polare este $b_p = \gamma\,\tau_p = 0{,}7 \cdot 36{,}3 = 25{,}4$ cm.

Jugul roţii polare se execută din oţel turnat. Admiţând o inducţie de 9 000 gauşi, secţiunea se calculează astfel:

$$B_{j2} = \frac{\Phi_i}{2\,S_{j2}}\ ; \quad S_{j2} = \frac{\Phi_i}{2\,B_{j2}} = \frac{6{,}06 \cdot 10^6}{2 \cdot 9\,000} = 337 \text{ cm}^2.$$

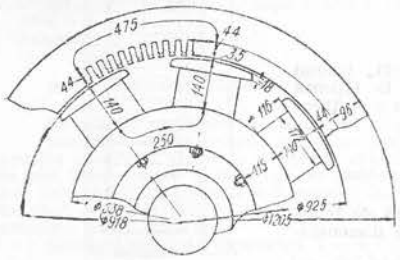


Fig. 51. Secţiune prin generatorul sincron de 400 kVA, 750 rot/min, 6 300 V.

Lungimea roţii polare se alege egală cu a maşinii, adică de 290 mm.

Grosimea jugului va fi:

$$h_{j2} = \frac{337}{29} = 11{,}5 \text{ cm}.$$

Sunt obţinute astfel toate datele principale ale maşinii, celelalte dimensiuni rezultând din consideraţii mecanice şi de proporţie. In fig. 51 se poate vedea o secţiune transversală prin generator.

Pe baza celor expuse la subcap. B se calculează amperspirele necesare.

Intrefierul. Inducţia în întrefier,

$$B_\delta = \frac{E}{0{,}514}, \tag{66.1}$$

Coeficientul de mărire a întrefierului, după formula (14.3), este:

$$K_{c1} = \frac{\tau_c}{\tau_c - \dfrac{\left(\dfrac{b_1}{\delta}\right)^2}{5 + \dfrac{b_1}{\delta}}\,\delta} = \frac{30{,}2}{30{,}2 - \dfrac{\left(\dfrac{16{,}3}{3{,}5}\right)^2}{5 + \dfrac{16{,}3}{3{,}5}}\,3{,}5} = 1{,}35.$$

Intrefierul de calcul va fi:

$$\delta' = 1{,}35 \times 3{,}5 = 4{,}7 \text{ mm}.$$

La tensiunea nominală în gol, $E = 3\,640$ V;

$$B_\delta = \frac{3\,640}{0{,}514} = 7\,080 \text{ gauşi}; \quad 2\,\Theta_\delta = 2 \cdot 0{,}8 \cdot 0{,}47 \cdot 7\,080 = 5\,310 \text{ A. sp.}$$

Dinţi. Grosimea dintelui la 1/3 dela vârf este:

$$b_{d^1/_3} = \frac{\left(925 + \dfrac{2}{3}\,44\right)3{,}14}{96} - 16{,}3 = 15{,}6 \text{ mm},$$

iar inducţia este:

$$B_{d^1/_3} = B_\delta \cdot \frac{\tau_c\, l_i}{b_{d^1/_3}\, l_{Fe}} = \frac{E \cdot 30{,}2 \cdot 27}{0{,}514 \cdot 15{,}6 \cdot 23} = \frac{E}{0{,}226} \tag{66.2}$$

In gol, la tensiune nominală, inducţia este deci:

$B_{d1/3} = \dfrac{3\,640}{0{,}226} = 16\,100$ gauşi, valoare inferioară celei admise ca maximă.

Lungimea tubului de forţă, h_{d2} este de 4,4 cm.

Din curba de magnetizare pentru tola respectivă de dinam, se deduce pentru 16 100 gauşi valoarea de 50 A. sp/cm, iar forţa magnetomotoare va fi

$$2\,\Theta_d = 2 \cdot 4{,}4 \cdot 50 = 440 \text{ A. sp.}$$

Jugul indusului. Inducţia în jugul indusului este:

$$B_{j1} = \frac{\Phi}{2 \cdot 23 \cdot 9{,}6} = \frac{1\,330 \cdot E}{2 \cdot 23 \cdot 9{,}6} = \frac{E}{0{,}332} \text{ [gauşi]} \tag{66.3}$$

La tensiunea nominală în gol:

$$B_{j1} = \frac{3\,640}{0{,}332} = 11\,000 \text{ gauşi}.$$

Din curba de magnetizare se deduce pentru 11 000 gauşi valoarea de 4 A. sp./cm.

Lungimea tubului de forţă este (16.2):

$$l_{j1} = \frac{1\,205 \cdot 3{,}14}{8} = 47{,}5 \text{ cm}.$$

Pentru $E = 3\,640$ V, forţa magnetomotoare este:

$$\Theta_{j1} = 47{,}5 \cdot 4 = 190 \text{ A. sp.}$$

Poli. Inducţia în poli pentru un flux oarecare Φ_i care străbate polul, este:

$$B_p = \frac{\Phi_i}{505},$$

sau dacă se înlocueşte Φ_i cu valoarea 1 330 E, se obţine

$$B_p = \frac{E}{0{,}379}. \tag{66.4}$$

Lungimea tubului de forţă (fig. 51) este:

$$l_p = 14 \text{ cm}.$$

Jugul inductor. Inducţia în jugul inductor pentru un flux oarecare Φ_i, trecând prin el, este:

$$B_{j2} = \frac{\Phi_i}{2 \cdot 337} = \frac{\Phi_i}{647} = \frac{1\,330\,E}{674} = \frac{E}{0{,}506}. \tag{66.5}$$

Lungimea tubului de forţă este:

$$l_{j2} = \frac{3{,}14 \cdot 638}{8} = 25 \text{ cm}.$$

Fluxul de scăpări şi tensiunea corespunzătoare pentru indus. După formulele (28.13), (28.15) şi (28.16):

$$\Phi_s = \left[\zeta_n\, h_c\, l_a + \zeta_s\, \tau_p^2\right] A \text{ [maxwelli]},$$

In cazul de faţă:

$$\zeta_n = 7; \quad \zeta_s = 1{,}2; \quad h_c = 4{,}4 \text{ cm}; \quad l_a = 25 \text{ cm}; \quad \tau_p = 36{,}3 \text{ cm}; \quad A = 266 \text{ A/cm}.$$

$$\Phi_s = (7 \cdot 4{,}4 \cdot 25 + 1{,}2 \cdot 36{,}3^2)\, 266 = 0{,}625 \cdot 10^6 \text{ maxwelli}.$$

Tensiunea de reactanţă corespunzătoare, se calculează cu formula (28.18):

$$E_s = 4{,}44 \cdot 352 \cdot 0{,}625 \cdot 10^6 \cdot 50 \cdot 10^{-8} = 490 \text{ V}.$$

Fluxul de scăpări al inductorului. După formula (29.2):

$$\Phi_{si} = (7{,}5\, h_t + 1{,}6\, h_p)\, \frac{2\, l + \tau_p\, \gamma}{2 \tau_p\, (1 - \gamma)}\, \Theta \text{ [maxwelli]}.$$

După fig. 42: $h_t = 1{,}8$ cm; $h_p = 11{,}6$ cm; $l = 29$ cm; $\gamma = 0{,}7$.

$$\Phi_{si} = (7{,}5 \cdot 1{,}8 + 1{,}6 \cdot 11{,}6)\, \frac{2 \cdot 29 + 36{,}3 \cdot 0{,}7}{2 \cdot 36{,}3\, (1 - 0{,}7)}\, \Theta = 121\, \Theta \text{ maxwelli}. \qquad (66.6)$$

Căderea de tensiune ohmică. Lungimea medie a conductorului statorului se poate lua după desenul preliminar al maşinii, sau se poate calcula, cu multă aproximaţie, cu ajutorul formulei:

$$L_c = l + 1{,}8\, \tau_p + 2 = 29 + 1{,}8 \cdot 36{,}3 + 2 = 96 \text{ cm} = 0{,}96 \text{ m}.$$

Rezistenţa ohmică la 75° C a unei faze a statorului este:

$$R = 0{,}0216\, \frac{2 \cdot 352 \cdot 0{,}96}{9{,}8} = 1{,}49\, \Omega;$$

şi

$$RI = E_r = 1{,}49 \cdot 36{,}6 = 54{,}5 \text{ V}.$$

Diagrama de funcţionare a maşinii şi calcularea forţei magnetomotoare în sarcină. Se aplică cele expuse în § 31.

După tabela 3, din § 22, pentru $q = 4$, $k_a = 2{,}58$.

$$\text{După (6.2) } k_1 = \frac{4}{\pi} \sin \gamma \frac{\pi}{2} = \frac{4}{3{,}14} \sin 0{,}7 \frac{\pi}{2} = 1{,}134.$$

După fig. 17, pentru $\gamma = 0{,}7$ rezultă

$$k_l = 0{,}845;$$

$$k_q = 0{,}475.$$

Fluxul maxim transversal este:

$$\Phi_{q\,max} = 1{,}46 \cdot 10^6 \text{ maxwelli};$$

iar tensiunea rezultă după formula (31.5):

$$E_{q\,max} = 4{,}44 \cdot 0{,}958 \cdot 352 \cdot 1{,}46 \cdot 10^6 \cdot 50 \cdot 10^{-8} = 1\,090 \text{ V}.$$

După ce s'au calculat aceste elemente, se trasează caracteristica $E = f_a\,(2\Theta_\delta + 2\Theta_d + \Theta_{j_1})$ din fig. 52, în felul următor:

Dând diferite valori lui E, după formulele (66.1), (66.2) şi (66.3) se obţine $2\Theta_\delta$; $2\Theta_d$; Θ_{j_1}. In mod analog, folosind formulele (66.4) şi (66.5), se trasează $E = f_i\,(2\Theta_p + \Theta_{j_2})$.

Diagrama de funcţionare se execută fără ncio dificultate, conform celor descrise la punctul 31 (fig. 26). Se observă că în abscisă sunt trecute amperspirele Θ, pe pereche de poli, deoarece se calculează mai uşor:

$$OD = 3\,640 \text{ V}, \quad DF = 54{,}5 \text{ V}, \quad FG = 490 \text{ V}, \quad GR = 1\,090 \text{ V}.$$

Rezultă că forţa electromotoare în sarcină are valoarea de 3 900 V, iar excitaţia de gol corespunzătoare $OA' = 6\,200$ A. sp. Deoarece aceasta este forţa magnetomotoare pe doi poli, se va combina cu $2\Theta_a' = AC$.

In conformitate cu formula (31.2) se deduce:

$$AC = 2\,\Theta_a' = 2\, K_a\, k_l\, \frac{I_w}{2p} = 2 \cdot 2{,}58 \cdot 0{,}845\, \frac{36{,}6 \cdot 352}{2 \cdot 4} = 7\,050 \text{ A. sp.}$$

$$\text{cum şi } AB = 2\,\Theta_{al}' = 2\, k_l\, K_a\, \frac{I_w}{2p} \sin \Psi.$$

Din diagramă se obţine $OB' = 11\,800 = \Theta_e'$.

Fluxul de scăpări se calculează cu ajutorul relaţiei (66.6):

$$\Phi_s = 121 \cdot 11\,800 = 1{,}43 \cdot 10^6 \text{ maxwelli},$$

Φ, corespunzând lui $E = 3\,900$ V, $\Phi' = 1\,330 \cdot 3\,900 = 5{,}19 \cdot 10^6$ maxwelli.

$$\frac{HK}{KB'} = \frac{\Phi_s}{\Phi'} = \frac{1{,}43}{5{,}19} = 0{,}276; \quad HK = 3\,900 \cdot 0{,}276 = 1\,080 \text{ V}$$

şi după diagramă se găseşte $LM = B'N = 500$.

Amperspirele totale de excitaţie pe pereche de poli sunt $ON = 12\,300$. Ţinând seamă că, în conformitate STAS 1893-50, maşina trebue să poată fi supraîncărcată cu 25%, urmează ca excitaţia maşinii să fie dimensionată acoperitor pentru:

$$\frac{i_e\, w_e}{2p} = \frac{15\,000}{2} = 7\,500 \text{ A. sp/pol.}$$

După fig. 53 se poate determina lungimea medie a spirei de excitaţie. Se obţine $l_m = 1{,}18$ m.

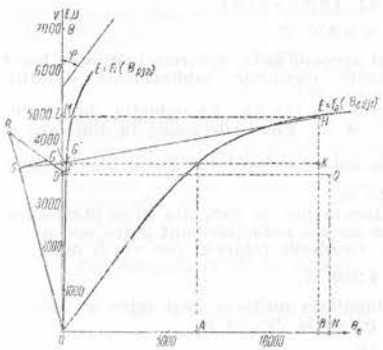


Fig. 52. Diagrama de funcţionare a alternatorului de 400 kVA. 6 300 V.

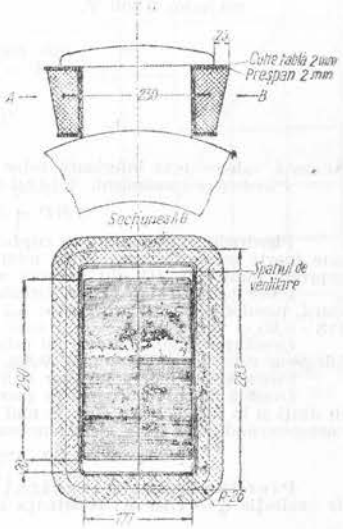


Fig. 53. Secţiunea prin roata polară şi prin bobina de excitaţie.

Din formula (65.10) se deduce:

$$s_c = \frac{\Theta_e \cdot l_m \cdot 2 \cdot p \cdot \rho}{U_e} = \frac{7\,500 \cdot 1{,}18 \cdot 8 \cdot 0{,}0216}{110} = 13{,}9 \text{ mm}^2.$$

Sub rezerva verificării încălzirii roţii polare, se admite o densitate de curent de $J_e = 3{,}02$ A/mm²;

$$i_e = 3{,}02 \cdot 13{,}9 = 42 \text{ A},$$

iar numărul de spire pe pol va fi, după formula (65.11):

$$\frac{w_e}{2p} = \frac{7\,500}{42} = 178 \text{ spire pe pol}.$$

Se admite după GOST 434-41 sârmă pătrată de cupru de 3,8 × 3,8, cu secţiunea de 13,9 mm². Considerând acoperitor o izolaţie cu dublă învelitură de fir de bumbac impregnat, dimensiunea conductorului va fi (după GOST 434-41) de 4,3 × 4,3 mm. In aceste condiţii, bobina de excitaţie va avea aspectul din fig. 53.

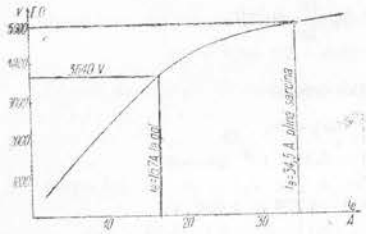


Fig. 54. Caracteristica de mers în gol $E = f(i_e)$ a generatorului 400 kVA; 750 rot/min; 6 300 V.

Pe baza diagramei maşinii, din fig. 52, se poate trasa caracteristica de mers în gol reprezentată în fig. 54.

Din această caracteristică se deduce valoarea excitaţiei la mersul în gol la $E = 3\,640$ V, $i_e = 16{,}7$ A.

La plină sarcină:

$$\Theta_{e/\,\mathrm{pol}} = \frac{12\,300}{2} = 6\,150 \text{ A. sp/pol}$$

$$i_e = \frac{6\,150}{178} = 34{,}5 \text{ A.}$$

La această valoare a excitaţiei, corespunde, pe caracteristica de mers în gol din fig. 54, $E = 5\,000$ V. Creşterea de tensiune dela plină sarcină la gol este:

$$5\,000 - 3\,640 = 1\,360 \text{ V.}$$

După formula (32.1)

$$\Delta U = \frac{1\,360}{3\,640} \cdot 100 = 37{,}5\%.$$

$$e_i = \frac{6\,150}{178} = 34{,}5 \text{ A.}$$

Această valoare este inferioară celor maxime admise de STAS 1893-50.

Pierderi şi randament. Pierderi în cuprul indusului:

$$3\,RI^2 = 3 \cdot 1{,}49 \cdot 36{,}6^2 = 5\,950 \text{ W.}$$

Pierderile suplimentare în cuprul indusului sunt aproape nule, deoarece înălţimea barei este foarte mică. Deacea se va admite, pentru toate pierderile suplimentare datorite cuprului indusului, 1% din puterea maşinii, adică 4 000 W.

Pierderile în fier. Greutatea dinţilor este de 118 kg. La inducţia de 16 100 gauşi, pierderile pe kilogram sunt $2{,}3 \times 1{,}61^2 = 5{,}95$ W/kg. Pierderile totale în dinţi vor fi $118 \cdot 5{,}95 = 704$ W.

Greutatea jugului indusului este de 593 kg. La inducţia de 11 000 gauşi, pierderile pe kilogram sunt $2{,}3 \cdot 1{,}1^2 = 2{,}8$ W/kg.

Pierderile totale în jug vor fi $593 \cdot 2{,}8 = 1\,660$ W.

După § 60 se vor considera pierderile suplinentare în fier de 80% din suma pierderilor în dinţi şi în jug, aceasta cu atât mai mult cu cât în sarcină inducţiile sunt puţin mai mari, corespunzând unei forţe electromotoare de 3 900 V. Pierderile totale în fier vor fi deci:

$$1{,}8 \cdot (704 + 1\,660) = 4\,250 \text{ W.}$$

Pierderile prin excitaţie. S'a găsit lungimea medie a unei spire a bobinei de excitaţie $l_e = 1{,}18$ m; rezistenţa ohmică a roţii polare la 75° va fi:

$$r_e = 0{,}216 = \frac{8 \cdot 178 \cdot 1{,}18}{13{,}9} = 2{,}61\ \Omega.$$

Pierderile de excitaţie vor fi:

$$261 \cdot 34{,}5^2 = 3\,110 \text{ W.}$$

Pierderile prin frecare şi ventilaţie. Conform celor specificate la § 63, se admit 1% pierderi prin ventilaţie şi frecare, adică 4 000 W.

Randament (după paragraful 64). Pierderile totale găsite sunt:

$$p_t = 5\,950 + 4\,000 + 4\,250 + 3\,110 + 4\,000 = 21\,310 \text{ W.}$$

Puterea debitată de generator la $\cos\varphi = 0{,}8$ va fi:

$$400 \cdot 0{,}8 = 320 \text{ kW,}$$

iar randamentul va fi:

$$\eta = \frac{320\,000}{320\,000 + 21\,300} = 0{,}937.$$

Verificarea încălzirii roţii polare (după paragraful 65, ultimul aliniat). Suprafaţa exterioară a unei bobine de excitaţie este de 1 500 cm².

Suprafaţa totală de răcire este de $8 \cdot 1\,500 = 12\,000$ cm².

Pierderile de excitaţie au fost găsite de 3 110 W.

Disipaţia specifică a bobinelor de excitaţie deste deci:

$$\frac{3\,100}{12\,000} = 0{,}259 \text{ W/cm}^2.$$

Viteza periferică a rotorului este $v = 36$ m/s. La această viteză, cifra de transmisie a căldurii prescrisă este 0,24 W/cm² după datele dela paragraful 65.

Prin adaptarea de aripi de ventilator pe rotor, se poate asigura însă uşor o disipaţia de 0,259 W/cm², care este necesară.

Verificarea mersului în paralel (după subcapitolul *K*). Verificarea mersului în paralel necesită cunoaşterea curenţilor de scurtcircuit, adică curentul în statorul scurtcircuitat, în funcţie de curentul de excitaţie i_e. Această caracteristică este o dreaptă care trece prin origine. Este necesar să se calculeze curentul de excitaţie i_e, când în statorul scurtcircuitat trece curentul nominal de 36,6 A pe fază. Pentru aceasta, se vor folosi formulele (34.1). (34.2) şi (34.3). Tensiunea provocată de fluxul de scăpări şi de rezistenţa ohmică, este:

$$\sqrt{490^2 + 54{,}5^2} = 494 \text{ V}$$

(se putea admite 490 V, neglijând căderea ohmică).

La această tensiune corespunde, pe caracteristica din fig. 54, $i_e = 1{,}75$ A.

$$\Theta_{ko} = 2 \cdot 178 \cdot 1{,}75 = 623 \text{ A. sp.}$$

Din formula (34.1) se deduce:

$$\Theta_e' = 623 + 7\,050 = 7\,673 \text{ A. sp,}$$

de unde rezultă valoarea curentului de excitaţie pentru $I_k = 36{,}6$ A:

$$i_e = \frac{7\,673}{2 \cdot 178} = 21{,}5 \text{ A.}$$

Cu această valoare se poate trasa caracteristica de scurtcircuit redată în fig. 55.

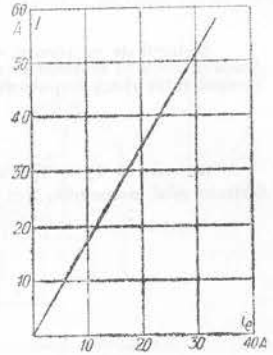


Fig. 55. Caracteristica de scurtcircuit a generatorului sincron 400 kVA; 750 rot/min; 6 300 V.

Deoarece nu se cunoaşte volantul motorului Diesel de antrenare, se va aprecia după formula (57.2).

Pentru motorul Diesel cu datele fixate, după tabelele dela paragraful 57:

$$\rho = 0{,}5; \quad x = 0{,}084; \quad \eta_m = 0{,}8; \quad \eta = 0{,}957.$$

Din formula (57.3) se deduce:

$$c = 45 \cdot 10^6 \frac{x}{\eta_m}(0{,}75 + \rho) = 45 \cdot 10^6 \frac{0{,}084}{0{,}8}(0{,}75 + 0{,}5) = 0{,}59 \cdot 10^6.$$

Aplicând formula (57.2) se deduce:

$$GD^2 = c\,\frac{S_n \cos\varphi}{\delta \eta n^2} = 0{,}59 \cdot 10^6 \cdot \frac{300 \cdot 0{,}8}{\frac{1}{250} \cdot 0{,}957 \cdot 750^2} = 8{,}8 \cdot 10^4 \text{ kgm}^2.$$

Se va calcula valoarea perioadei proprii de oscilaţie T_e, în următoarele trei ipoteze, la sarcina nominală; $P = 400$ kVA; $\cos\varphi = 0{,}8$:

1) excitaţie constantă $i_e = 34{,}5$ A;
2) excitaţie constantă, egală cu excitaţia la mers în gol $i_e = 16{,}7$ A;
3) excitaţie constantă mărită (supraexcitaţie) $i_e = 42$ A.

Cazul 1. Pe caracteristica în scurtcircuit, pentru $i_e = 34{,}5$ se obţine $I_k = 58{,}6$ A.

Din formula (58.9) se deduce:

$$T_e = \frac{n}{240}\sqrt{\frac{GD^3}{S\,\frac{I_k}{I_n}\,f}} = \frac{750}{240}\sqrt{\frac{8{,}8\cdot 10^4}{400\,\frac{58{,}6}{36{,}6}\,50}} = 5{,}2 \text{ s.}$$

Cazul 2. Pentru $i_e = 16{,}7$ A, $I_k = 28{,}4$ A:

$$T_e = \frac{750}{240}\sqrt{\frac{8{,}8\cdot 10^4}{400\,\frac{28{,}4}{36{,}6}\,50}} = 7{,}4 \text{ s.}$$

Cazul 3. Maşina supraexcitată. Pentru $i_e = 42$ A, $I_k = 71{,}5$ A:

$$T_e = \frac{750}{240}\sqrt{\frac{8{,}8\cdot 10^4}{400\,\frac{71{,}5}{36{,}6}\,50}} = 4{,}7 \text{ s.}$$

Motorul de antrenare, cu patru cilindri în patru timpi, are două aprinderi pe rotaţie. Arborele cotit al motoarelor cu patru cilindri are atacurile la 180°, câte două în acelaşi timp. Timpul între două impulsuri este deci o rotaţie.

$$T_a = \frac{60}{750} = 0{,}08 \text{ s.}$$

Se vede că $T_a < T_e$ şi deci mersul în paralel este asigurat. Micşorarea gradului de iregularitate este insensibilă, $\zeta \approx 1$.

A. Generalităţi

1. Principiul funcţionării maşinilor de curent continuu. In înfăşurarea unui indus care se roteşte într'un câmp magnetic, astfel încât conductorii să taie liniile de forţă, se induce o forţă electromotoare; dacă cele două capete ale înfăşurării sunt legate la două inele colectoare, se poate culege dela aceste inele un curent alternativ (fig. 1 şi 3). Legând capetele la două jumătăţi de inele izolate între ele, tensiunea culeasă de periile care freacă pe aceste jumătăţi de inele nu-şi mai

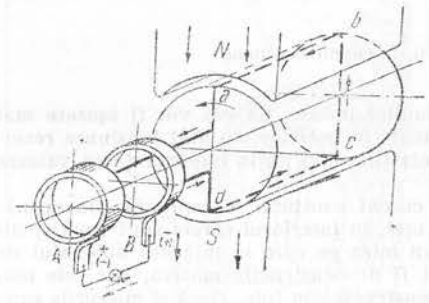


Fig. 1. Principiul maşinii electrice de curent alternativ; $a-b-c-d$—bobină în indus; A, B — perii; N, S — polii inductorului.

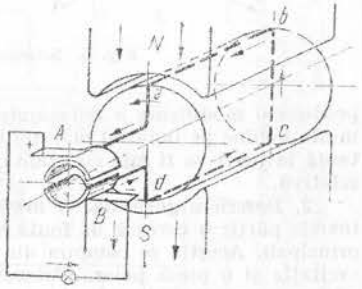


Fig. 2. Principiul producerii curentului pulsator: $a-b-c-d$ — bobină în indus; A, B — perii; N, S — polii inductorului.

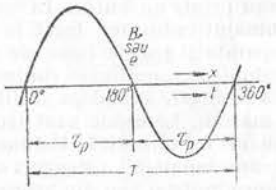


Fig. 3. Curba f.e.m. a unei maşini de curent alternativ.

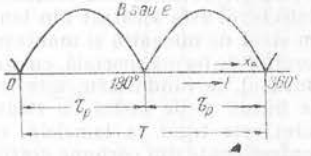


Fig. 4. Curba unei f.e.m. pulsatorii.

schimbă sensul, dar variază, ca şi f.e.m. (fig. 2 şi 4), între o valoare maximă şi zero. O astfel de tensiune se numeşte pulsatorie.

Jumătăţile de inele şi periile schimbă (comută) în circuitul exterior sensul tensiunii, respectiv al curentului, ori de câte ori se schimbă sensul f.e.m. în bobină. In acest fel, sensul tensiunii în circuitul exterior rămâne neschimbat, independent de schimbările de sens ale forţei electromotoare (f.e.m.) din bobină în timpul rotaţiei indusului. Acest dispozitiv se numeşte colector, (uneori, comutator).

In fig. 5 este reprezentată schematic o maşină al cărei rotor poartă o înfăşurare închisă, formată din patru bobine legate la patru sferturi de inel izolate între ele. Periile împart acest bobinaj închis în două căi de curent; fiecare cale cuprinde două bobine, decalate în spaţiu una faţă de alta cu 90°. F.e.m. induse în cele două bobine ale fiecărei căi se însumează între ele, dând între perii o tensiune rezultantă, cum se vede în diagramă. O deplasare în spaţiu a celor două bobine ale unei căi

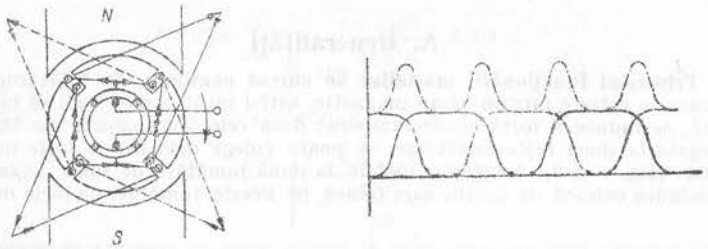


Fig. 5. Schema maşinii de curent continuu.

produce o modificare a defazajului tensiunilor induse. Cu cât vor fi aşezate mai multe bobine pe indus şi mai multe segmente pe colector, cu atât tensiunea rezultantă la perii va fi mai constantă, iar pulsaţiile mai puţin importante ca valoare relativă.

2. **Descriere generală.** O maşină de curent continuu se compune din următoarele părţi: o carcasă de fontă sau de oţel, în interiorul căreia sunt fixaţi polii principali. Aceştia se compun din câte un miez pe care se înfăşură bobinajul de excitaţie şi o piesă polară. Miezurile pot fi de construcţie masivă, dar cele mai adeseori sunt din tole. Piesele polare se construesc din tole. Dacă şi miezurile sunt din tole, ele pot forma o singură bucată cu piesele polare respective. Adesea, între polii principali se găsesc şi poli auxiliari sau de comutaţie. De carcasă sunt fixate prin buloane cele două scuturi care poartă lagărele; la maşinile mai mari, arborele rotorului este susţinut de lagăre separate de carcasă. Rotorul este făcut din tole presate laolaltă şi fixate pe arbore direct sau printr'un butuc. In crestăturile rotorului, deschise sau semiînchise, se află bobinajul indusului, legat la colector. Colectorul este alcătuit din lamele de cupru, separate şi izolate între ele prin câte un strat de micanită şi montate în coadă de rândunică pe un butuc (butucul colectorului) de formă specială, cu ajutorul unui inel de strângere având un profil adecvat. Butucul, la rândul său, este fixat pe arborele maşinii. Lamelele sunt izolate faţă de butuc şi de inelul de strângere prin manşoane de micanită. Bobinajul rotorului este legat la lamelele colectorului prin aşa numitele «steaguri». Periile, confecţionate din cărbune grafitat, uneori din cupru grafitat sau din bronz grafitat, sunt montate în portperii şi apăsate cu ajutorul unor arcuri pe suprafaţa lamelelor. Portperiile sunt fixate într'un suport de portperii, prin intermediul câte unui ax paralel cu axul maşinii. Suportul de portperii poate fi rotit, împreună cu ansamblul periilor, în jurul axului maşinii. In general, sunt atâtea rânduri de perii câţi poli are maşina. In acest caz, distanţa dintre rândurile de perii este egală cu un pas polar. Polaritatea rândurilor de perii alternează. Toate periile pozitive, respectiv cele negative, sunt conectate între ele prin câte un inel colector. Legătura acestor două inele la bornele maşinii se stabileşte prin legături flexibile.

Fig. 6 reprezintă o secţiune printr'o maşină de curent continuu de putere mijlocie.

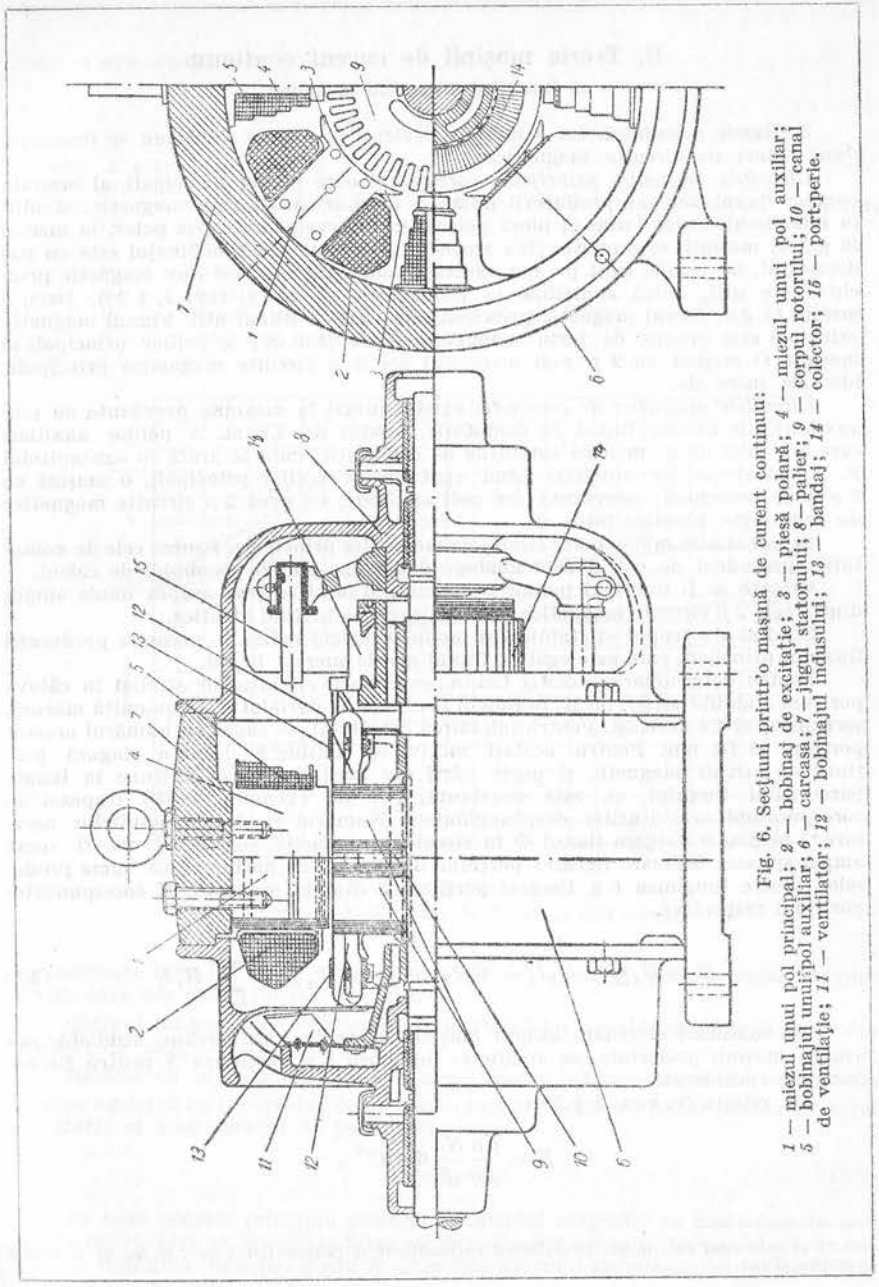


Fig. 6. Secţiuni printr'o maşină de curent continuu:
1 — miezul unui pol principal; *2* — bobinaj de excitaţie; *3* — piesă polară; *4* — miezul unui pol auxiliar; *5* — bobinajul unui pol auxiliar; *6* — carcasă; *7* — jugul statorului; *8* — palier; *9* — corpul rotorului; *10* — canal de ventilaţie; *11* — ventilator; *12* — bobinajul indusului; *13* — bandaj; *14* — colector; *15* — port-perie.

B. Teoria maşinii de curent continuu

a) Circuitul magnetic principal

3. Bazele calculului. La o maşină electrică de curent continuu se deosebesc două feluri de circuite magnetice.

Circuitele magnetice principale, corespunzătoare polilor principali ai maşinii, conduc fluxul necesar producerii f.e.m. a maşinii. Acest flux magnetic, stabilit în întrefierul dintre indus şi piesa polară, în intervalul unui pas polar, la mersul în gol al maşinii, se numeşte *flux magnetic principal*. Dacă bobinajul este cu pas diametral, iar periile sunt pe axa neutră geometrică, întregul flux magnetic principal este util, adică contribue la producerea f.e.m. (v. cap. I, § 20). Deci, a mersul în gol, fluxul magnetic principal este egal cu fluxul util. Fluxul magnetic principal este produs de forţa magnetomotoare (f.m.m.) a polilor principali ai maşinii. O maşină cu $2\,p$ poli principali are $2\,p$ circuite magnetice principale, identice între ele.

Circuitele magnetice de comutaţie există numai la maşinile prevăzute cu poli auxiliari. Ele conduc fluxul de comutaţie, produs de f.m.m. a polilor auxiliari care are rolul de a ameliora condiţiile de comutaţie, cum se arată în subcapitolul F. Numărul polilor auxiliari fiind egal cu al polilor principali, o maşină cu $2\,p$ poli principali, prevăzută cu poli auxiliari, va avea $2\,p$ circuite magnetice de comutaţie, identice între ele.

Se vor studia mai departe circuitele magnetice principale. Pentru cele de comutaţie, procedeul de calcul este analog; detalii, se dau în exemplul de calcul.

Oricare ar fi numărul polilor principali, studiul se face asupra unuia singur dintre cele $2\,p$ circuite magnetice principale, celelalte fiind identice.

Studiul are scopul să stabilească modul de calcul al f.m.m. necesare producerii fluxului principal, care este egal cu fluxul util la mersul în gol.

Pentru determinarea acestei f.m.m., se împarte circuitul de studiat în câteva porţiuni stabilite astfel, încât, în lungul fiecăruia, materialul şi, în anumită măsură, secţiunea, să fie aceleaşi. Pentru înlesnirea calculului, se caută ca numărul acestor porţiuni să fie mic. Pentru acelaşi motiv, se consideră drept o singură porţiune de circuit magnetic şi unele părţi ale maşinii a căror secţiune în lungul parcursului fluxului nu este constantă, ca, de exemplu, dinţii trapezoidali corespunzând crestăturilor dreptunghiulare. Numărul Θ al amper-spirelor necesare *) pentru a asigura fluxul Φ în circuitul magnetic considerat va fi suma amper-spirelor necesare fiecărei porţiuni de circuit în parte, adică suma produselor dintre lungimea l a fiecărei porţiuni şi câmpul magnetic H corespunzător porţiunii respective.

$$\Theta = H_1 l_1 + H_2 l_2 + H_3 l_3 + \ldots + H_n l_n = \sum_{i=1}^{n} H_i l_i \,. \qquad (3.1)$$

Din măsurări efectuate asupra maşinii existente care trebue studiată sau asupra maşinii proiectate, se stabilesc: lungimea l şi secţiunea S pentru fiecare porţiune considerată.

Din relaţia (v. cap. I § 20):

$$E = \frac{p\,n}{60}\,\frac{N}{a}\,\Phi\,10^{-8}\,,$$

*) Θ este egal cu f.m.m. în sistemul raţionalizat şi proporţional cu f.m.m. în sistemul neraţionalizat.

cum şi din relaţia:

$$B = \frac{\Phi}{S}\,,$$

în care E este f.e.m., în V;

$\frac{N}{2a}$ — numărul conductorilor activi ai unei căi de curent, conectaţi în serie;

p — numărul perechilor de poli;

n — turaţia în rot/min;

Φ — fluxul circuitului magnetic, în maxwelli;

S — secţiunea porţiunii respective, în cm²;

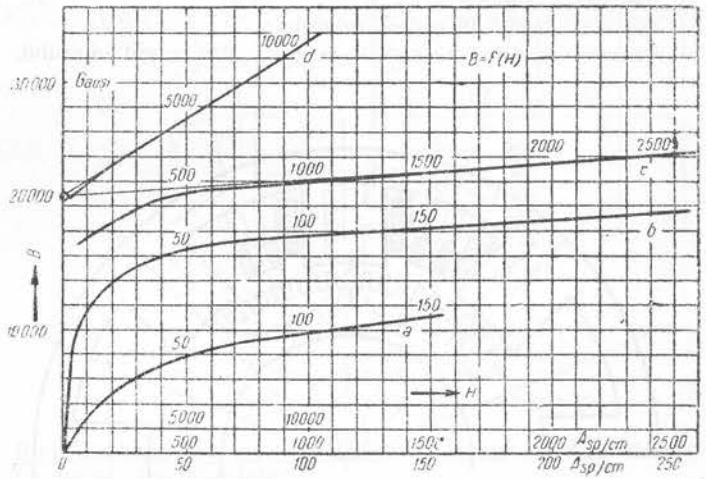


Fig. 7. Curbe de magnetizare:
a — fontă; *b*, *c*, *d* — tole de dinam şi oţel turnat.

se stabileşte inducţia B, în gauşi pentru fiecare porţiune, ţinând seamă de condiţiile care vor fi expuse mai departe.

Câmpul magnetic H corespunzător materialului considerat (fig. 7) se ia din curbele de magnetizare $B = f(H)$.

Notând cu w_p numărul spirelor uneia dintre bobinele de excitaţie (sunt $2p$ bobine egale) şi cu i_e curentul de excitaţie, numărul amper-spirelor pentru circuitul magnetic al unei perechi de poli este:

$$\Theta = 2\,w_p\,i_e\,. \qquad (3.2)$$

Pe baza acestor principii, calculul circuitului magnetic se poate face în mai multe feluri, care se deosebesc între ele prin anumite detalii. In special, formulele pentru stabilirea inducţiei medii în diferitele porţiuni ale circuitului magnetic pot

să difere dela o metodă la alta. In cele ce urmează se dă acest calcul, după o metodă foarte răspândită în practică, împărţind circuitul magnetic în porţiunile indicate în tabela 1 şi în fig. 8.

4. **Corpul rotorului** (fig. 9) Se notează cu:

r_e — raza exterioară a rotorului;

r_i — raza interioară a rotorului (se va lua raza ideală ţinând seamă de canale, găuri, etc.);

l — lungimea fierului (geometrică);

l_{Fe} — lungimea efectivă a fierului $= l - n_v\, s_v$;

s_v — lăţimea unui canal radial de ventilaţie (deobicei 1 cm);

n_v — numărul canalelor radiale de ventilaţie;

k_{Fe} — factorul de umplere (la izolaţie cu lac sau cu hârtie $k_{Fe} \cong 0{,}9 \ldots 0{,}95$);

h_d — înălţimea dinţilor;

l_{jr} — parcursul mediu în corpul rotorului;

S_{jr} — secţiunea porţiunii de circuit magnetic din corpul rotorului.

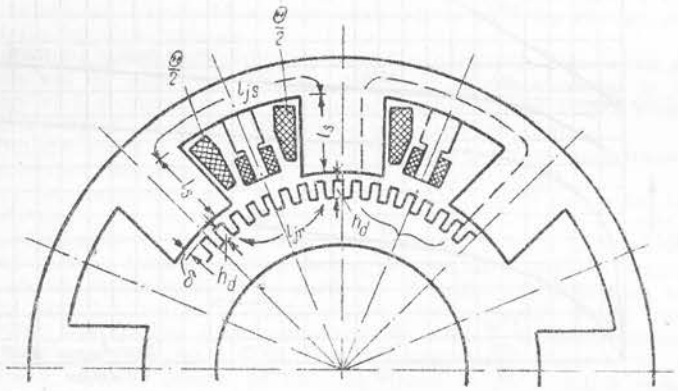


Fig. 8. Circuitul magnetic principal.

Secţiunea acestei porţiuni de circuit magnetic este:

$$S_{jr} = (r_e - h_d - r_i)\, k_{Fe}\, l_{Fe}\,. \tag{4.1}$$

Rezultă inducţia respectivă:

$$B_{jr} = \frac{\Phi}{2S_{jr}}\,. \tag{4.2}$$

Lungimea l_{jr} este aproximativ:

$$l_{jr} \approx \frac{1}{2}\,\frac{r_i\,\pi}{p} \text{ până la } \frac{2}{3}\,\frac{r_i\,\pi}{p}\,, \tag{4.3}$$

în care parcursul notat în fig. 9 cu z este neglijat, deoarece B şi H au valori foarte reduse în această porţiune.

F.m.m. necesară pentru magnetizarea jugului rotorului este:

$$\Theta_{jr} = H_{jr}\, l_{jr} \quad \text{[A.sp]}, \tag{4.4}$$

unde câmpul H_{jr} corespunde inductiei B_{jr} pe curba de magnetizare.

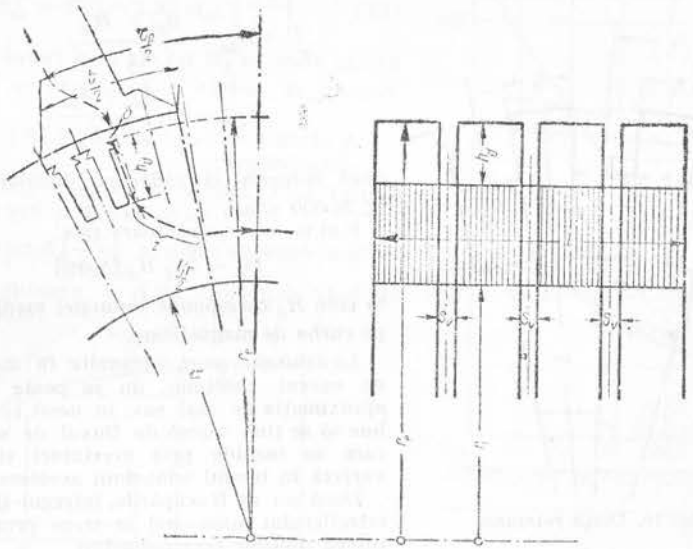


Fig. 9. Linia de forţă medie în corpul rotorului.

5. **Dinţii indusului.** Se execută, în general, de formă trapezoidală, iar crestăturile, de formă dreptunghiulară.

Se notează cu:

Z — numărul crestăturilor;

$\alpha = \dfrac{b}{\tau_p}$ — factorul de acoperire al polului (fig. 9);

b_e — lăţimea dintelui la exterior;

b_i — lăţimea dintelui la rădăcină;

τ_e — pasul crestăturii la exterior;

τ_i — pasul crestăturii la interior;

h_d — înălţimea dinţilor;

$\gamma = \dfrac{b_i}{\tau_i}\,;\quad \beta = \dfrac{b_e}{b_i}\,;\quad \lambda = k_{Fe}\dfrac{l_{Fe}}{l}\,.$

Secţiunea dinţilor corespunzători unui pol, la fundul crestăturii (rădăcina dinţilor), este:

$$S_{di} = \frac{Z b_i\, k_{Fe}\, l_{Fe}\, \alpha}{2p}\,. \tag{5.1}$$

Deasemenea, secţiunea dinţilor la exterior (capul dintelui) corespunzând unui pol este:

$$S_{de} = \frac{Z b_e k_{Fe} l_{Fe} \alpha}{2p}. \tag{5.2}$$

La saturaţii mici se poate determina inducţia medie în dinţi, fără eroare importantă, cu ajutorul formulelor:

$$B_{dm} = \frac{B_{di} + B_{de}}{2}, \tag{5.3}$$

$$B_{dm} = \Phi \frac{S_{di} + S_{de}}{2 S_{di} S_{de}}, \tag{5.4}$$

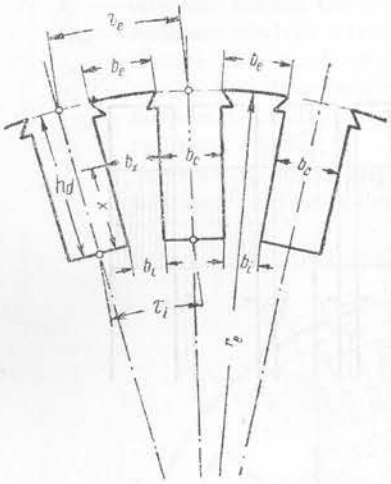


Fig. 10. Dinţii rotorului.

dacă inducţia la rădăcina dinţilor $B_{di} \leqslant 20\,000$ gauşi.

F.m.m. corespunzătoare este:

$$\Theta_d = 2h_d H_d \text{ [A·sp]}$$

în care H_d corespunde inducţiei medii B_{dm} pe curba de magnetizare.

La saturaţii mari, obişnuite în maşinile de curent continuu, nu se poate aplica aproximaţia de mai sus; în acest caz trebue să se ţină seamă de fluxul de scăpări care se închide prin crestături şi care variază în lungul adâncimii acestora.

Dacă nu ar fi scăpările, întregul flux al întrefierului unui pol ar trece prin secţiunea dinţilor corespunzători.

Inducţia dedusă astfel:

$$B'_{di} = \frac{\Phi}{S_{di}} \tag{5.5}$$

se numeşte *inducţie aparentă* în dinte.

Din ea se deduce *inducţia reală* B_{di}, astfel:

Dacă S_c este secţiunea crestăturii, iar B_c inducţia corespunzătoare, se poate scrie:

$$B'_{di} S_{di} = B_{di} S_{di} + B_c S_c.$$

Dar:

$$B_c = 1{,}25\, H_c$$

şi deci, rezultă:

$$B'_{di} = B_{di} + 1{,}25 \frac{S_c}{S_{di}} H_c. \tag{5.6}$$

Această relaţie se poate rezolva grafic cu ajutorul curbei de magnetizare (fig. 11).

Se ia $\overline{OA} = B'_{di}$ şi se duce $\overline{AC}$ astfel, încât unghiul $\widehat{CAB}$ să fie $\alpha = \operatorname{arctg} 1{,}25 \frac{S_c}{S_{di}}$; punctul C de intersecţie cu curba de magnetizare împarte

segmentul $\overline{BD}$ în două: $\overline{DC} = B_{di}$ şi $\overline{CB} = H_{di} \operatorname{tg} \alpha = 1{,}25 \frac{S_c}{S_{di}} \cdot H_{di}$, căci $H_c = H_{di}$. Se obţine astfel inducţia reală B_{di}, cum şi câmpul respectiv H_{di}.

Pentru o secţiune a dintelui la distanţă x dela fundul crestăturii:

$$B'_{dx} = B_{dx} + 1{,}25\, H_{dx} \left(\frac{S_c}{S_d}\right)_x \tag{5.7}$$

La valori mari ale lui B_d se poate utiliza ecuaţia aproximativă a curbei de magnetizare:

$B = 1{,}25\, H + 4\,\pi J$ (J = intensitate de magnetizare).

Pentru tole silicioase de dinam, $4\,\pi J$ variază între 19 500 şi 20 600 gauşi.

Raportul $\left(\frac{S_c}{S_d}\right)_x$ se poate exprima în funcţie de distanţa x şi de elementele indicate mai înainte:

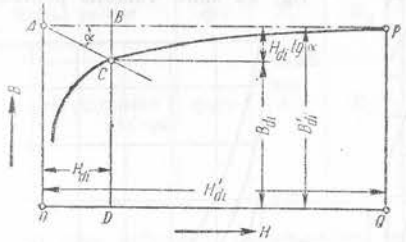


Fig. 11. Determinarea grafică a inducţiei în dinţi.

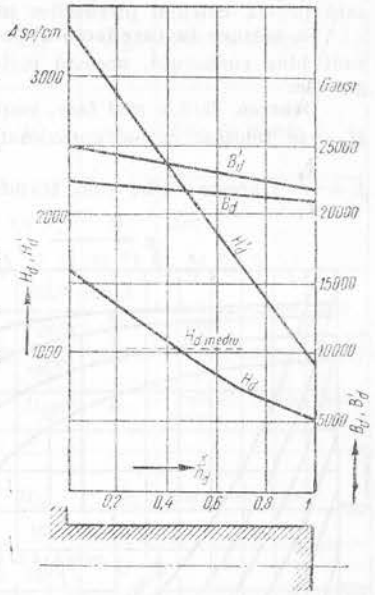


Fig. 12. Curbe B_d şi H_d în dinţi în funcţie de distanţa relativă $\frac{x}{h_d}$ dela fundul dinţilor.

$$\left(\frac{S_c}{S_d}\right)_x = \frac{1}{\lambda} \left[\frac{(1-\gamma)/\gamma}{1 + \frac{x}{h_d}(\beta - 1)} + 1 - \lambda \right] \tag{5.8}$$

Rezultă:

$$B'_{dx} = B_{dx} + 1{,}25 \frac{H_{dx}}{\lambda} \left[\frac{(1-\gamma)/\gamma}{1 + \frac{x}{h_d}(\beta - 1)} + 1 - \lambda \right] \tag{5.9}$$

Dacă se repetă calculul pentru mai multe valori ale lui x $\left(\text{de exemplu } \frac{h_d}{4}, \frac{2h_d}{4}, \frac{3h_d}{4}\right)$ se poate obţine H_d mediu pentru parcursul în dinte, făcând media tuturor valorilor H_{dx} (fig. 12):

$$H_d = \frac{1}{h_d} \int_0^{h_d} H_{dx}\, dx. \tag{5.10}$$

Se deduce apoi f.m.m. necesară magnetizării dinţilor:

$$\Theta_d = 2h_d H_d \text{ [A.sp.]} \tag{5.11}$$

Se poate obţine apoi uşor valoarea medie a inducţiei reale B_d, dacă este necesară pentru calculul pierderilor în dinţi.

In măsura în care factorul de umplere k_{Fe} şi curba de magnetizare $B = f(H)$ sunt bine cunoscute, această metodă dă rezultate bune, dar în practică ea este greoaie.

Deaceea, fără a mai face, pentru fiecare caz în parte, calculele pentru B_d şi H_d, se folosesc curbe aproximative care dau pe H_d în funcţie numai de $\beta = \frac{b_e}{b_i}$; aceste curbe sunt trasate pentru diferite valori medii ale parametrilor γ şi λ. Aceştia sunt aproape aceiaşi pentru diferite categorii de maşini, astfel încât este nevoie numai de un număr redus de familii de curbe.

De exemplu, curbele din fig. 13 sunt valabile pentru

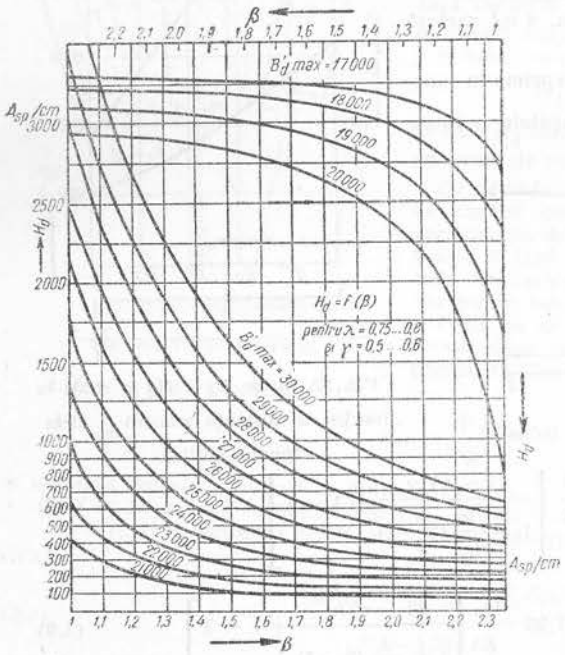


Fig. 13. Curbe $H_d = f(\beta)$ pentru tole obişnuite de dinam.

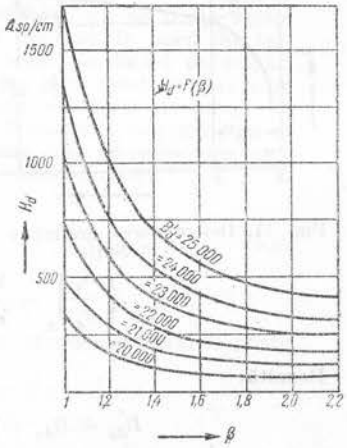


Fig. 14. Curbe $H_d = f(\beta)$ pentru tole superioare.

maşini normale cu $\lambda \approx 0{,}75 \ldots 0{,}8$ şi $\gamma \approx 0{,}5 \ldots 0{,}6$, folosind tole obişnuite de dinam, iar curbele din fig. 14 sunt valabile pentru aceeaşi categorie de maşini, dar cu tole de calitate superioară, care se folosesc în cazuri de înaltă frecvenţă.

6. **Intrefierul.** In spaţiul întrefierului, mărginit de suprafaţa piesei polare şi de faţa exterioară a rotorului, inducţia B_δ nu este distribuită uniform. Ea variază în sensul axial, din cauza canalelor de ventilaţie radiale şi a influenţei marginilor, iar în sensul radial şi tangenţial, din cauza crestăturilor şi a deformării liniilor de

Tabela 1. Porţiunile circuitului magnetic

Porţiunea	Flux, maxwelli	Secţiune, cm²	Inducţia, gauşi	Lungime, cm	Câmpul, A.sp/cm	A.sp	Materialul
Corpul (jugul) rotorului	$\Phi/2$	S_{jr}	B_{jr}	l_{jr}	H_{jr}	Θ_{jr}	Tole de dinam
Dinţii rotorului	Φ	S_d	B_d	$2h_d$	H_d	Θ_d	Tole de dinam
Intrefier	Φ	S_δ	B_δ	2δ	$0{,}8\, B_\delta$	Θ_δ	Aer
Dinţii piesei polare	$\Phi\sigma'$	S_{cp}	B_{cp}	$2h_{cp}$	H_{cp}	Θ_{cp}	Tole şi uneori, oţel masiv
Miezul polilor	$\Phi\sigma$	S_p	B_p	l_s	H_p	Θ_p	Tole şi, uneori, oţel masiv
Jugul statorului	$\Phi\sigma/2$	S_{js}	B_{js}	l_{js}	H_{js}	Θ_{js}	Fontă sau oţel
					Total = Θ		

forţă spre exteriorul piesei polare la extremitatea coarnelor polare. Datorită acestui fapt, reluctanţa globală a întrefierului se măreşte. O determinare foarte exactă a distribuţiei inducţiei în întrefier ar fi anevoioasă şi, în cele mai multe cazuri, inutilă.

Pentru calcul, se consideră un întrefier ideal, în care fluxul este uniform repartizat pe întreaga suprafaţă a polului (inducţia B_δ constantă) şi ale cărui dimensiuni sunt astfel alese, încât fluxul şi reluctanţa să fie aceleaşi ca şi în cazul întrefierului real. Dimensiunile reale ale întrefierului se modifică deci înainte de a fi introduse în calcule, fiind înlocuite prin dimensiuni ideale.

Pentru a ţine seamă de deformarea liniilor de forţă la extremitatea coarnelor polare, se înlocueşte arcul polar real b_δ printr'un arc polar de calcul b'_δ, astfel ales, încât la o distribuţie uniformă a inducţiei B_δ, suprafaţa delimitată de dreptunghiul reprezentativ al inducţiei să fie egală cu suprafaţa delimitată de curba reprezentativă a inducţiei reale (neţinând seamă de crestături). Pe baza datelor practice existente se recomandă să se ia:

$$b'_\delta = \alpha\tau_p + 2\delta = \alpha\,\frac{\pi r_e}{p} + 2\delta \text{ [cm]}, \tag{6.1}$$

unde δ este grosimea întrefierului.

Lui b'_δ îi corespunde un factor de acoperire de calcul $\alpha' = \frac{b'_\delta}{\tau_p}$ diferit de factorul de acoperire real α. Ca dată practică:

$\alpha' = 0{,}7 \ldots 0{,}8$ la maşini fără poli auxiliari;

$\alpha' = 0{,}62 \ldots 0{,}71$ la maşini cu poli auxiliari.

În mod analog se ţine seamă de prezenţa canalelor de ventilaţie şi de influenţa marginilor, înlocuind lungimea axială reală a indusului l, printr'o lungime de calcul l'

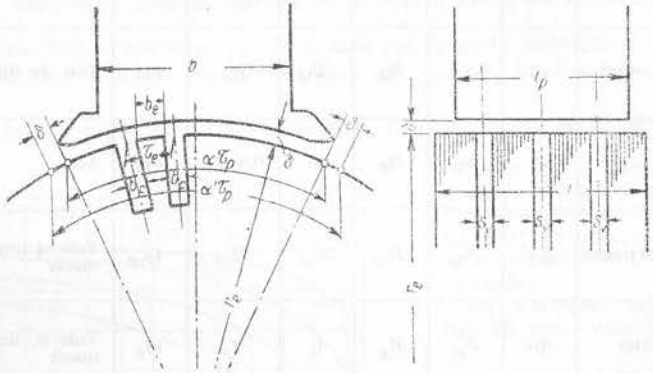


Fig. 15. Dimensiunile întrefierului.

care se determină pe baza aceloraşi principii. O formulă practică pentru aceasta este:

$$l' = \frac{l + l_{Fe} + 2\,l_p}{4}\ [\text{cm}], \tag{6.2}$$

unde l_p este lungimea polului, în sens axial.

Rezultă secţiunea ideală a întrefierului

$$S_\delta = b'_\delta\, l'\,[\text{cm}^2], \tag{6.3}$$

iar valoarea medie a inducţiei de introdus în calcul este:

$$B_\delta = \frac{\Phi}{S_\delta} = \frac{\Phi}{\alpha'\,\tau_p\,l'}\ [\text{gauşi}]. \tag{6.4}$$

Se ţine seamă de influenţa crestăturilor şi de mărirea corespunzătoare a reluctanţei prin introducerea unui coeficient care determină un întrefier de calcul δ', mai mare decât cel real: $\delta' = k_\delta \cdot \delta$. Coeficientul k_δ se numeşte «coeficientul lui Carter». Pentru acest coeficient s'au dat mai multe expresii practice, cum sunt:

$$k_\delta = \frac{\tau_e + 10\delta}{b_e + 10\delta} \text{ sau } k_\delta = \frac{\tau_e}{\tau_e - \frac{(b_c\,\delta)^2}{5 + b_c\,\delta}\cdot\delta}; \text{ folosind prima relaţie, rezultă:}$$

$$\delta' = \delta\,\frac{\delta + \frac{\tau_e}{10}}{\delta + \frac{b_e}{10}}\ [\text{cm}]; \tag{6.5}$$

b_e şi τ_e reprezintă, ca şi mai înainte, lăţimea dintelui, respectiv pasul crestăturii la exterior, iar b_c, lăţimea crestăturii, la crestăturile deschise, sau lăţimea istmului de arc, la cele semiînchise. În consecinţă, f.m.m. corespunzătoare întrefierului va fi $\left(\text{cu } H = \frac{1}{0{,}4\,\pi}\cdot\frac{B_\delta}{\delta}\right)$:

$$\Theta_\delta \cong 1{,}6\ B_\delta\ \delta'\ [\text{A.sp}]. \tag{6.6}$$

sau

$$\Theta_\delta = 1{,}6\ \Phi\ \frac{\delta'}{S_\delta}\ [\text{A.sp}]. \tag{6.7}$$

În unele cazuri, pentru calculul lui Θ_δ este suficientă aproximaţia: δ în loc de δ'; $S_\delta = \alpha\,\tau_p\,l_{Fe}\,k_{Fe}$ în loc de $S_\delta = (\alpha\,\tau_p + 2\delta)\left(\frac{l + l_{Fe} + 2\,l_p}{4}\right)$.

În acest caz, se obţine:

$$\Theta_\delta = 1{,}6\ k_\delta\ \Phi\ \frac{\delta}{\alpha\,\tau_p\,l_{Fe}} = 1{,}6\ k_\delta\ \delta B\ [\text{A. sp}], \tag{6.8}$$

scriind $\frac{\Phi}{\alpha\tau_p\,l_{Fe}} = B$ în loc de B_δ; k_δ este coeficientul lui Carter, prin care se ţine seamă de repartiţia inegală a fluxului în întrefier produsă de dinţii rotorului şi care se poate stabili cu ajutorul formulelor indicate mai înainte.

De cele mai multe ori, această simplificare este foarte utilă; practic, greşelile de aproximare se anulează, iar calculul amper-spirelor făcut în acest mod este suficient.

Adevărata formă a câmpului $B = f(x)$, de care ar fi nevoie la determinarea tensiunii între lamele şi pentru studiul comutaţiei, se obţine prin trasarea grafică a liniilor de forţă, pe baza unei reţele în care liniile de nivel se întretaie ortogogonal cu liniile de forţă (metoda Govorcov), (fig. 16).

Dacă în punctul x se determină lungimea medie δ_x a unei linii de forţă, rezultă:

$$B_x = B_\delta\,\frac{\delta'_i}{\delta_x} \tag{6.9}$$

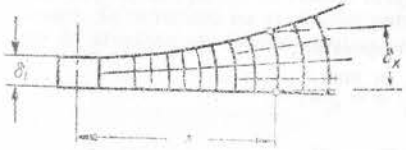


Fig. 16. Linii de forţă şi linii de nivel în întrefier.

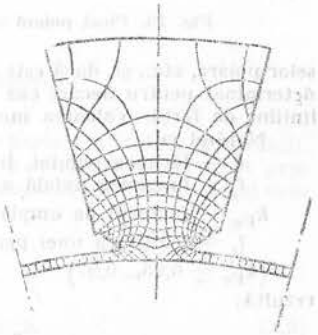


Fig. 17. Distribuţia fluxului de scăpări între poli.

unde B_δ este componenta normală a inducţiei la mijlocul polului.

7. **Polii.** Miezul polului conduce, pe lângă fluxul util Φ, şi fluxul de scăpări Φ_σ, care se închide prin aer sau prin miezul polilor de comutaţie, fără a mai trece prin fierul rotorului şi care creşte continuu dela carcasă spre piesele polare (fig. 17).

Pentru calculul amper-spirelor, se înlocueşte distribuţia reală care ar trebui stabilită pe cale grafică, prin trasarea liniilor de forţă, cu una convenţională, concentrând întregul flux de scăpări la extremităţile piesei polare şi dând astfel miezului, pe întreaga lui lungime, fluxul maxim produs, incluziv cel de scăpări:

$$\Phi_s = \sigma \Phi . \tag{7.1}$$

Factorul de dispersiune σ are, deobicei, valori cuprinse între 1,15 şi 1,25; el depinde de factorul de acoperire α, de lăţimea polilor de comutaţie, de forma pie-

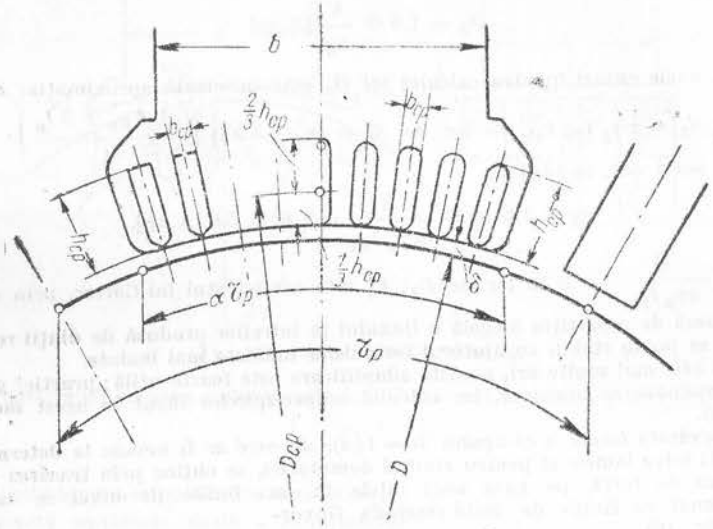


Fig. 18. Piesă polară cu crestături pentru bobinajul de compensaţie.

selor polare, etc., şi, dacă este nevoie să fie cunoscut cu mai multă precizie, trebue determinat pentru fiecare caz în parte, prin aplicarea metodei grafice a desenării liniilor de forţă. Valoarea medie pentru cazuri normale poate fi luată: $\sigma = 1{,}20$.

Notând cu:

b — lăţimea polului, în cm (fig. 15);
l_p — lungimea axială a polului, în cm;
k_{Fe} — factorul de umplere al tolelor respective;
l_s — înălţimea unei perechi de poli, în cm;
$(k_{Fe} \cong 0{,}95 \ldots 0{,}97)$;

rezultă:

$$S_p = b\, l_p\, k_{Fe} [\text{cm}^2]; \tag{7.2}$$

$$B_p = \frac{\Phi_s}{S_p} = \sigma \frac{\Phi}{S_p} [\text{gauşi}]; \tag{7.3}$$

$$\Theta_p = H_p l_s \ [\text{A.sp.}] \tag{7.4}$$

Dacă piesele polare au crestături (pentru bobinaje de compensaţie), la stabilirea amper-spirelor trebue să se ţină seamă de saturaţia, deobicei foarte mare,

a dinţilor piesei polare. Amper-spirele corespunzătoare acestora trebue calculate separat.

Secţiunea dinţilor este (fig. 18):

$$S_{cp} = \left(\frac{D_{cp}\, \pi\, \alpha}{2p} - Z_{cp}\, b_{cp} \right) l_p\, k_{Fe} [\text{cm}^2], \tag{7.5}$$

unde Z_{cp} este numărul de crestături pentru bobinajul de compensaţie şi b_{cp} lăţimea crestăturii.

Inducţia este:

$$B_{cp} = \sigma' \frac{\Phi}{S_{cp}} \text{ gauşi; } (1{,}05 < \sigma' < 1{,}10). \tag{7.6}$$

Rezultă:

$$\Theta_{cp} = 2H_{cp}\, h_{cp} \ [\text{A. sp.}] \tag{7.7}$$

8. **Jugul statorului.** Carcasa maşinilor deschise are deobicei o secţiune profilată, pentru mărirea rezistenţei mecanice, nervurile exterioare având un rol neînsemnat în conducerea fluxului prin jug (uneori, la unele maşini capsulate, de

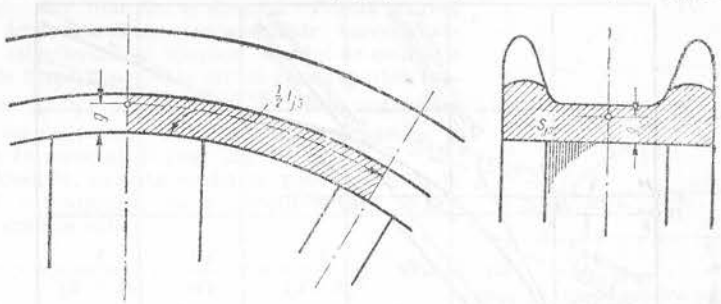


Fig. 19. Secţiuni prin jugul statorului.

exemplu la motoarele de tracţiune, jugul formează o parte din locaşul motorului). Partea activă, din punct de vedere magnetic, este greu de stabilit altfel decât prin încercări. Se consideră cu aproximaţie drept drum al liniei medii de forţă, locul centrelor de greutate ale fiecărei secţiuni şi se obţine:

$$B_{js} = \sigma \frac{\Phi}{2S_{js}} [\text{gauşi}] \tag{8.1}$$

$$\Theta_{js} = H_{js}\, l_{js} \ [\text{A·sp}]. \tag{8.2}$$

9. **Valorile inducţiei.** Pentru o primă aproximaţie se pot lua, pentru B, valorile indicate în tabela 2. Alegerea valorilor pentru inducţii în diferitele părţi ale maşinii depinzând de multe circumstanţe ca: mod de construcţie, mărime, viteză, condiţii de funcţionare, etc., nu se pot formula reguli generale.

10. **Caracteristica magnetică.** Prin însumarea tuturor amper-spirelor parţiale calculate, se obţin amper-spirele totale Θ. Dacă se repetă calculul pentru mai

Tabela 2. Valorile inducţiei

Saturaţie	B în fier, gauşi: Redusă	Medie	Intensă	B în întrefier, gauşi
Corpul rotorului	10 000	12 000	15 000	5 000 ... 7 000 la maşini mici
Dinţii rotorului	18 000	21 000	25 000	şi maşini închise
Miezul polului	12 000	14 000	16 000	7 000 ... 9 000 la maşini
Dinţii piesei polare	16 000	18 000	20 000	mijlocii normale
Jugul statorului (carcasă): oţel turnat	11 000	13 500	15 000	9 000 ... 11 000 la maşini
Jugul statorului (carcasă): fontă	5 000	6 000	7 000	mari, cu inducţie mare.

multe valori ale fluxului Φ, de exemplu $0{,}5\ \Phi_n$, $0{,}75\ \Phi_n$ ... $1{,}25\ \Phi_n$, şi se reprezintă rezultatele sub formă de curbă,

$$\Phi = f(\Theta) \text{ sau } \Phi = f(i_e), \tag{10.1}$$

se obţine *caracteristica magnetică* a maşinii.

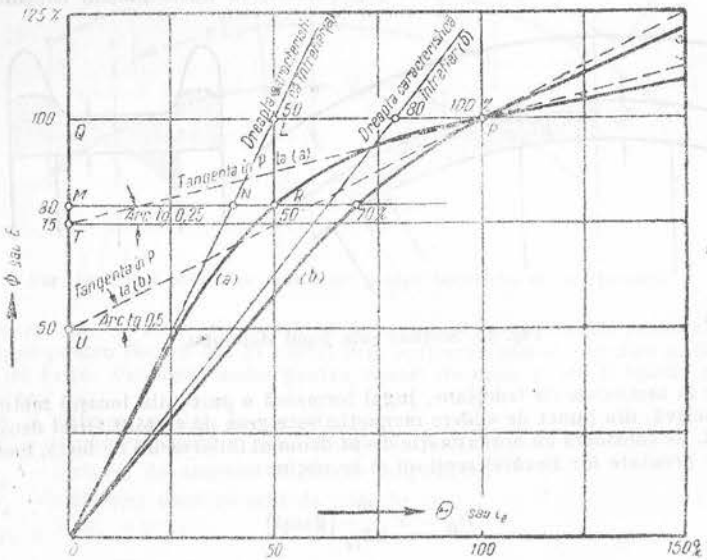


Fig. 20. Caracteristica magnetică a unei maşini electrice: (*a*) maşină puternic saturată; (*b*) maşină slab saturată.

Deoarece f.e.m. a maşinii este direct proporţională cu fluxul Φ, ecuaţiile de mai sus se mai pot scrie astfel:

$$E = f(\Theta) \text{ sau } E = f(i_e). \tag{10.2}$$

Această curbă de magnetizare reprezintă deci, în acelaşi timp, prin schimbarea scărilor, şi *curba tensiunii* sau *caracteristica în gol* a maşinii.

11. **Gradul de exactitate.** Curba măsurată se deosebeşte, în cele mai multe cazuri, de cea calculată. Erorile pot ajunge până la $\pm 10\%$ din valoarea reală a lui Θ.

Ele provin, în primul rând, din defectele materialului întrebuinţat, ca: lipsa de omogenitate a fontei şi, mai ales, a tolelor, care pot avea abateri dela grosimea prescrisă şi mari diferenţe în stratul de oxid care le acoperă. O altă cauză o formează erorile de execuţie, secţiuni în fontă executate puţin diferit de cele calculate şi, în special, mici diferenţe la întrefier, care dau diferenţe apreciabile între curba calculată şi cea măsurată. În sfârşit, trebue amintite toate aproximaţiile făcute la determinarea amperspirelor parţiale. Din cauza celor arătate mai sus, bobinajul de excitaţie trebue prevăzut totdeauna cu un surplus de siguranţă, deosebit de cel corespunzător creşterii de rezistenţă datorită încălzirii. Nu serveşte să se împingă prea departe exactitatea calculului, folosind formule mai complicate şi mai exacte decât cele indicate şi împărţind circuitul magnetic în multe porţiuni mai mici, deoarece, o serie de maşini fabricate la fel, după aceleaşi planuri, dau totuşi caracteristice destul de diferite. Dacă trebue însă ca maşina executată să aibă exact fluxul calculat, ceeace se întâmplă rareori, aceasta se realizează modificând întrefierul prin adăugare de plăcuţe subţiri (0,5 mm) între miezul polilor şi carcasă.

12. **Forma caracteristicei magnetice.** Curba este aproape dreaptă, aproximativ până la nivelul lui $E/2$. De aici, ea se încovoaie, formând «cotul» caracteristicei, care constitue porţiunea de funcţionare a maşinii. Mai departe, curba se apropie din nou de o dreaptă. Forma curbei este determinată de amper-spirele corespunzătoare întrefierului şi dinţilor. Gradul de saturaţie sau de magnetizare este arătat prin raportul lungimilor $\overline{QL}/\overline{QP}$ şi $\overline{MN}/\overline{MR}$ sau prin segmentul $\overline{OT}$, respectiv $\overline{OU}$, determinat de tangenta la curbă în punctul P (fig. 20).

Analitic, această curbă se poate asimila, în primă aproximaţie, cu o hiperbolă (fig. 21) a cărei ecuaţie este

$$y = a\frac{x}{(b+x)}; \quad \frac{dy}{dx} = a\frac{b}{(b+x)^2}. \tag{12.1}$$

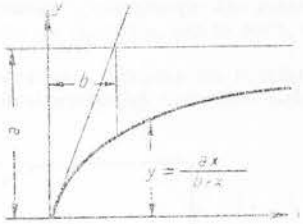


Fig. 21. Caracteristica magnetică asimilată cu un arc de hiperbolă.

In unele cazuri, de exemplu pentru mărirea stabilităţii la autoexcitaţie, este indicat să se coboare cotul curbei în regiunea excitaţiei mici. Aceasta se obţine printr'un «istm», adică o tăietură executată deobicei în miezul polului (fig. 22). Prin

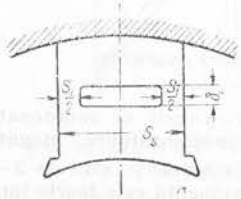


Fig. 22. Miez polar prevăzut cu istm.

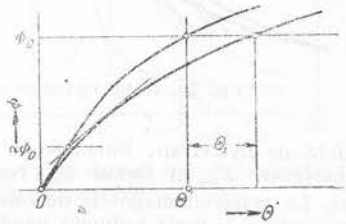


Fig. 23. Efectul istmului asupra caracteristicei magnetice.

aceasta, caracteristica, care altfel ar fi fost aproape dreaptă în porţiunea iniţială, este curbată (fig. 23), iar locul curburii este determinat de secţiunea «istmului».

In cazul când cotul, adică curbura maximă, trebue să se afle la $\Phi_i = \alpha\Phi_0$ (fig. 23), raportul secţiunilor va fi:

$$\frac{S_i}{S_s} = \alpha \frac{B_s}{4\pi J}, \tag{12.2}$$

unde B_s este inducţia normală pentru secţiunea S_s, şi J este intensitatea de magnetizare a materialului întrebuinţat (circa 1650).

Lungimea δ_i a istmului rezultă din suplimentul de amper-spire disponibil pentru acest istm, Θ_i:

$$\delta_i = \frac{\Theta_i}{1{,}6\,(1-\alpha)\,B_i}\ [\text{cm.}] \tag{12.3}$$

La excitaţii mai mari, fluxul trece, în majoritate, prin spaţiul de aer care se află în paralel cu istmul prea saturat şi care are astfel rolul unui întrefier.

13. **Magnetismul remanent.** Curba de magnetizare nu este unică, ci depinde de antecedente, astfel încât ramura care urcă a curbei este mai joasă decât cea care coboară (fig. 24). La o variaţie a f.m.m. dela $+\Theta_{max}$ la $-\Theta_{max}$ se obţine

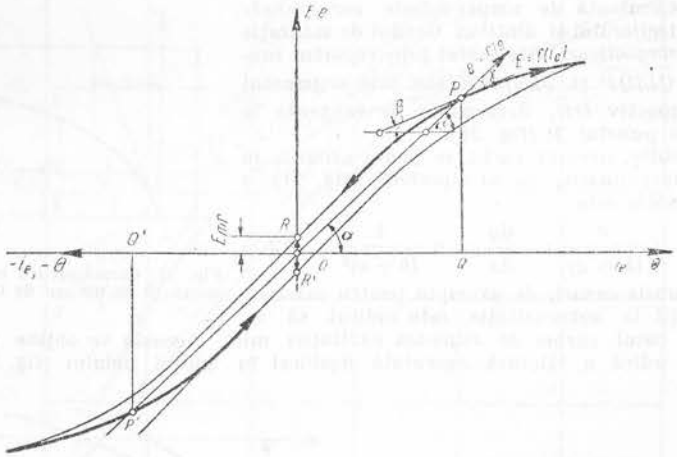


Fig. 24. Ciclul histerezis al caracteristicei magnetice.

o suprafaţă de hysteresis. Punctele de întretăiere cu axele de coordonate determină tensiunea E_{mr} şi fluxul Φ_{mr} respectiv, corespunzătoare magnetismului remanent. La material magnetic de bună calitate, remanenţa este de 2—4 %, iar la oţel nerecopt şi la fontă ordinară, până la 6 %. Remanenţa este foarte importantă pentru stabilitate; fără ea nu ar exista autoexcitaţie; dar în unele cazuri, de exemplu, la sistemul pentru reglajul vitezei prin agregat generator-motor, remanenţa este dăunătoare. Predeterminarea nu poate fi făcută decât în mod aproximativ, din cauza valorilor nesigure ale forţei coercitive şi a dependenţei sale de tehnologia prelucrării materialului.

Un mijloc foarte eficace pentru reducerea remanenţei, îl constitue punţile de remanenţă (fig. 25), care dau posibilitatea majorităţii fluxului remanent să se închidă fără a trece prin rotor. Dar circuitul magnetic derivat prin aceste punţi trebue întrerupt prin intercalarea de materiale nemagnetice între poli şi jug, de exemplu: plăci şi buloane de alamă.

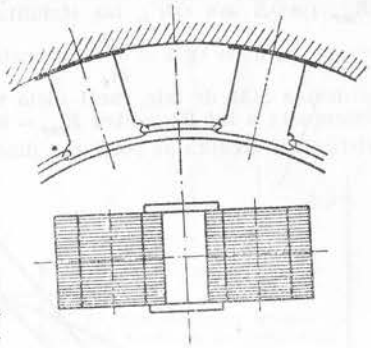


Fig. 25. Punţi de remanenţă.

b) **Moduri de excitaţie.**

14. **Excitaţia separată** este acel mod de excitaţie la care curentul care produce f.m.m. $\Theta = 2w_p\, i_e$ este furnizat de o sursă străină (baterie, reţea, excitatrice, etc.). Caracteristica magnetică este cea stabilită la § 10. La viteză variabilă, E variază liniar cu n, curba $E = f(n)$ este o dreaptă care trece prin origine.

15. **Autoexcitaţia** este modul de excitaţie la care curentul de excitaţie este furnizat de f.e.m. proprie a maşinii. Circuitul de excitaţie poate fi conectat în serie cu circuitul principal al maşinii (excitaţie serie) sau în derivaţie cu acesta (excitaţie derivaţie); se mai poate realiza o combinaţie din aceste două moduri de excitaţie prin montarea a două bobine de excitaţie, una în serie, şi alta în derivaţie (excitaţie compound).

Pentru înţelegerea fenomenelor legate de autoexcitaţie, aceasta nu prezintă însă importanţă. In cele ce urmează se studiază cazul excitaţiei derivaţie. Celelalte cazuri se pot studia analog.

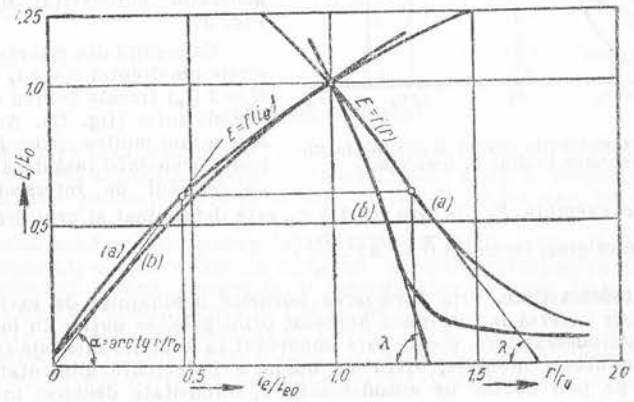


Fig. 26. Curbe $E = f(i_e)$ şi $E = f(r)$ la generatori excitaţi în derivaţie: (a) maşină saturată; (b) maşină slab saturată.

Mărimea f.e.m. E produse depinde, în acest caz, numai de valoarea rezistenţei r a circuitului de excitaţie. Pentru un punct real de funcţionare trebue ca ambele ecuaţii: $E = f(i_e)$ şi $e = i_e r$ să fie satisfăcute simultan, adică trebue ca E să fie egal cu e; deci f.e.m. $\overline{PQ} = E$ (fig. 24) se găseşte la intersecţia P a curbei caracteristice

cu dreapta rezistenţei inductorilor care trece prin origine şi face cu abscisa unghiul $\alpha = \operatorname{arctg} r$, pentru a se obţine $\overline{PQ} = E = e$.

Polaritatea maşinii (sensul f.e.m.) depinde de semnul tensiunii de remanenţă E_{mr} ($=\overline{OR}$ sau $\overline{OR'}$), iar stabilitatea valorii tensiunii, de mărimea unghiului $\gamma = \alpha - \beta$, unde $\operatorname{tg} \beta = \dfrac{\partial E}{\partial i_e}$ în punctul P. La saturaţie mică şi remanenţă slabă, γ devine atât de mic, încât nicio variaţie a lui r nu poate atrage o modificare însemnată a lui E; pentru $E_{mr} = 0$ nici nu există punct de întretăiere a caracteristicei cu dreapta pe porţiunea dintre origine şi cotul curbei; tensiunea este instabilă. Prin introducerea istmului descris mai sus, zona de instabilitate, care normal se întinde până la 0,6 E, poate fi sensibil scăzută. Pentru determinarea stabilităţii unei maşini autoexcitate, caracteristica $E = f(r)$ (fig. 26) se pretează mai bine decât caracteristica obişnuită; domeniul instabilităţii este determinat de unghiul λ, care, la maşini normale, este $\lambda \approx 80°$, în timp ce la maşinile cu istm, el este cuprins între 60 şi 70°.

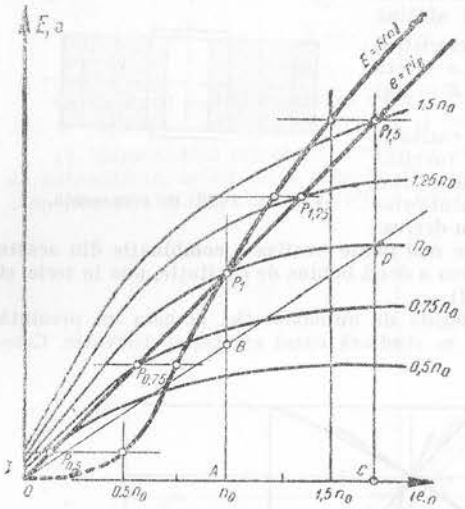


Fig. 27. Construcţia curbei $E = f(n)$ la un generator excitat în derivaţie.

Metoda grafică este foarte potrivită pentru studiul tuturor problemelor de acest fel. Astfel, în fig. 27 se arată cum se construieşte caracteristica vitezei $E = f(n)$ a unui generator autoexcitat în derivaţie Fig. 27.

Ea rezultă din punctele de intersecţie ale dreptei $e = r\, i_e$ cu curbele $E = f(i_e)$ trasate pentru diferite valori ale lui n (fig. 27). Această trasare a mai multor curbe $E = f(i_e)$ se poate economisi însă dacă se observă că punctul de intersecţie pentru un n dat, de exemplu $P_{1,5}$ pentru $n = 1{,}5\, n_0$, este determinat şi prin dreapta $\overline{OBD}$ trecând prin origine, făcând $\overline{AB} = \overline{AP_1}\, \dfrac{n_0}{n}$.

16. **Autodesexcitare.** Prin inversarea bornelor bobinajului de excitaţie, deci prin conectare inversă la tensiunea bornelor principale, se obţine în loc de autoexcitare, o autodesexcitare, ceeace este important în anumite montaje cu excitaţie separată. In aceste montaje, afară de bobinele inductoare alimentate separat, mai există pe poli bobine de autodesexcitare, alimentate deobicei în derivaţie. Metoda de determinare a lui E, descrisă în § 15, rămâne aceeaşi, dar trebue să se ţină seamă că linia rezistenţei inductorului pentru autodesexcitare trebue trasă cu $\alpha' = -\alpha$, unde $r = \operatorname{tg} \alpha$. De exemplu, în fig. 28, $\overline{AP}$ fiind curba de mers în gol, $E = f(\Theta)$, $\overline{OQ} = \Theta$, o excitaţie separată, $PQ = E$, f.e.m. respectivă, $r = \operatorname{tg} \alpha' = \operatorname{tg}(-\alpha)$ rezistenţa bobinajului de desexcitare, punctul R dă f.e.m. rezultantă $E' = \overline{RS} = \overline{P'Q}$. Repetând operaţia pentru diverse valori Θ, se obţine curba $E' = f(\Theta) = \overline{A'P'}$, mai joasă şi mai puţin curbată.

Cea mai importantă şi mai obişnuită aplicare o are autodesexcitarea la reducerea tensiunii remanente, care trebue micşorată pe cât posibil după întreruperea excitaţiei separate; această reducere a tensiunii remanente este foarte necesară în unele cazuri, de exemplu, în cazul agregatului generator-motor. In acest scop

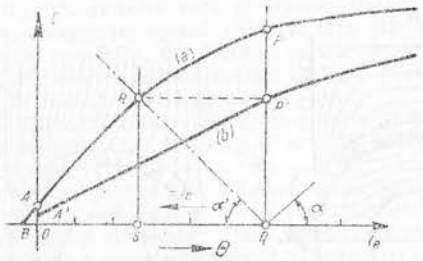


Fig. 28. Efectul autodesexcitării asupra caracteristicei în gol:
a) — curba $E = f(i_e)$ fără autodesexcitare;
(b) — curba $E = f(i_e)$ cu autodesexcitare.

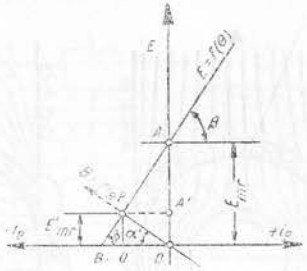


Fig. 29. Determinarea grafică a reducerii tensiunii de remanenţă prin autodesexcitare.

se conectează bobina de excitaţie invers f.e.m. E_{mr} ($=\overline{OA}$) (fig. 29). Prin aceasta se produce un curent de slăbire a forţei coercitive ($\overline{BO}$). Cu notaţiile din fig. 29, tensiunea de remanenţă scăzută este:

$$E'_{mr} = \overline{OA'} = \overline{PQ} = \frac{\overline{OA}}{1 + \dfrac{\operatorname{tg}\beta}{\operatorname{tg}\alpha'}} = \frac{E_{mr}}{1 + p/r} \tag{16.1}$$

unde $p = \operatorname{tg}\beta$ şi $r = \operatorname{tg}\alpha'$.

c) Reacţia indusului

17. **Descrierea fenomenului.** In timpul funcţionării în gol a maşinii de curent continuu, nu există în maşină decât o singură f.m.m., aceea a polilor principali (a inductorului) care produce fluxul principal; acesta, la rândul său, produce f.e.m. în gol.

In sarcină, când circulă curent prin bobinajul indusului, apare o a doua f.m.m., aceea a indusului, care se compune cu f.m.m. a inductorului pentru a produce o f.m.m. rezultantă. Fluxul magnetic al maşinii, care produce f.e.m. în sarcină este deci un flux rezultant, produs de f.m.m. rezultantă.

Acest efect al indusului maşinii în sarcină, de a modifica f.m.m., având ca urmare modificarea fluxului, deci a f.e.m., se numeşte *reacţia indusului*.

In fig. 30 se vede repartiţia fluxului principal (inductor), în cazul unei maşini bipolare.

In fig. 31 este arătată repartiţia fluxului produs de indusul aceleiaşi maşini funcţionând ca generator, adică având sensul curentului acelaşi cu sensul f.e.m., în cazul periilor situate pe linia neutră geometrică.

In fig. 32 se vede repartiţia fluxului produs de f.m.m. rezultantă, care poate fi considerat, în primă aproximaţie, ca rezultat al suprapunerii celor două fluxuri. Se menţionează că această suprapunere nu este valabilă decât dacă maşina nu este saturată; ea rămâne valabilă numai ca o primă aproximaţie la maşinile saturate.

Din aceste figuri se constată că la generator câmpul, deci inducţia, este slăbită sub jumătatea de intrare a polilor şi întărită sub jumătatea de ieşire. La motor, curentul are un sens contrar f.e.m.; la acelaşi sens de rotaţie, sensul curentului şi al fluxului indusului se schimbă, iar lucrurile se petrec invers; inducţia este întărită sub jumătatea de intrare a polilor şi slăbită sub jumătatea de ieşire.

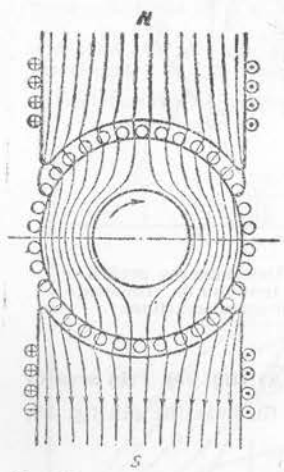


Fig. 30. Repartiţia fluxului inductor la o maşină bipolară.

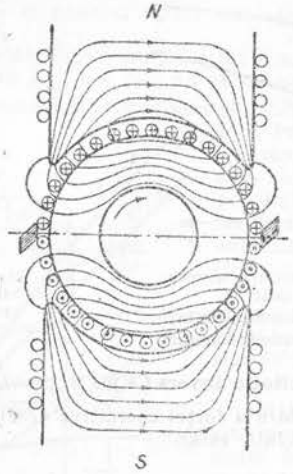


Fig. 31. Repartiţia fluxului produs de indus la un generator bipolar.

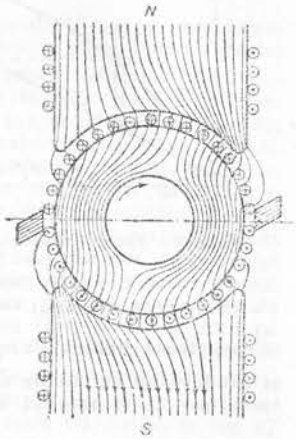


Fig. 32. Repartiţia fluxului rezultant la un generator bipolar.

Rezultă de aici că efectul principal al reacţiei indusului constă într'o răsucire a câmpului şi o deplasare a axei neutre a fluxului, în sensul rotaţiei, la generator, şi în sens contrar rotaţiei, la motor (distorsiunea fluxului).

Datorită fenomenului saturaţiei, reacţia indusului mai are şi un al doilea efect, anume o slăbire generală a inducţiei, chiar dacă se menţin periile pe linia neutră geometrică. Acest fenomen se mai accentuează prin faptul că, pentru a aduce periile pe noua linie neutră, deplasată, ele trebue îndepărtate de pe linia neutră geometrică.

18. **Densitatea de curent liniară a indusului.** Pentru a determina f.m.m. a indusului, se asimilează indusul real cu un indus neted, având conductorii uniform repartizaţi la periferia sa. Dacă N este numărul total de conductori ai bobinajului indusului, şi I curentul într'un conductor (într'o cale de curent) şi dacă se notează cu D diametrul indusului, curentul total care circulă pe unitatea de lungime a periferiei indusului este:

$$A = \frac{NI}{\pi D} = \frac{NI_a}{2\pi a D} \text{ [A/cm]}, \tag{18.1}$$

deoarece $I = \frac{I_a}{2a}$, $2a$ fiind numărul căilor de curent.

Mărimea A este *densitatea de curent liniară a indusului* sau *pătura de curent* una dintre mărimile care caracterizează o maşină electrică din punct de vedere constructiv. La maşiniie de curent continuu, densitatea de curent

liniară a indusului variază dela 100 A/cm, la maşinile de mică putere, până la 600 A/cm şi chiar mai mult, la maşinile de mare putere.

19. **Forţa magnetomotoare a indusului.** Urmează calculul f.m.m. a indusului $\Theta_x = f(x)$ pentru o pereche de poli, în ipoteza că pasul bobinajului $y_1 = \tau_p$ şi că periile se găsesc pe linia neutră geometrică. Indusul poate fi reprezentat cum se arată în fig. 33, unde se vede şi traseul liniilor de câmp magnetic, aşezat simetric faţă de axa polului respectiv, dat fiind că periile se găsesc pe linia neutră geometrică, iar mijlocul fiecărei căi de curent se află pe axa polului.

Curentul total cuprins în interiorul conturului unei linii de câmp situate la distanţa x de axa polului este: $\Theta_x = A\ 2x$ amper-conductori pe pol sau amperspire pe pereche de poli; el este egal cu forţa magnetomotoare a conturului respectiv. Dacă se convine să se dea un sens pozitiv câmpului şi inducţiei care ies din rotor, curba f.m.m. este cea indicată în fig. 33 (curba *1*). Maximul f.m.m. se află la mijlocul distanţei dintre poli şi are valoarea:

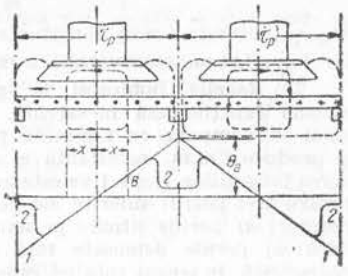


Fig. 33. Repartiţia câmpului de reacţie a indusului:
1 — curba $\Theta_x = f(x)$;
2 — curba $B_x = f(x)$.

$$\Theta_a = A \cdot 2\frac{\tau_p}{2} = A\,\tau_p \tag{19.1}$$

Inducţia respectivă se poate determina cunoscând reluctanţa circuitului magnetic considerat. Se poate neglija reluctanţa porţiunii de traseu din interiorul fierului faţă de reluctanţa porţiunii din întrefier şi se obţine, pentru porţiunea din interiorul arcului polar:

$$B_x = \mu_0 \frac{\Theta_x}{2\delta} = \mu_0 \frac{Ax}{\delta}, \tag{19.2}$$

unde μ_0 este permeabilitatea întrefierului.

Alegând o scară potrivită, curba $B_x = f(x)$ coincide cu curba $\Theta_x = f(x)$ în cuprinsul arcului polar.

In spaţiul dintre poli, inducţia scade repede, din cauza creşterii lungimii aeriene a traseului. Curba inducţiei (curba *2*), arătată în fig. 33, are deaceea o formă de şea.

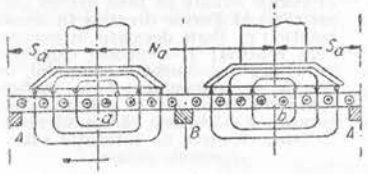


Fig. 34. Polaritatea fluxului produs de indus.

In fig. 34 se vede polaritatea fluxului produs de indus. Examinând figura se constată că fluxul total produs de indus şi care străbate o cale de curent, adică spaţiul dintre două perii, este nul. Prin urmare, f.e.m. produsă de fluxul indusului este nulă. Acest lucru este valabil oricare ar fi poziţia periilor, deoarece, dacă se deplasează periile de pe axa neutră geometrică, se deplasează totodată şi căile de curent, cum şi câmpul indusului.

Astfel, dacă periile sunt deplasate de pe linia neutră geometrică cu unghiul β, respectiv cu arcul b, direcţia f.m.m. a indusului urmează poziţia periilor, fiind îndreptată după direcţia acestora. Electromagnetul echivalent indusului poate fi considerat ca fiind format prin suprapunerea a doi electromagneţi, dintre care unul, după direcţia axei polilor, şi al doilea, perpendicular pe această direcţie

(fig. 35). F.m.m. a indusului poate fi deci considerată ca fiind formată din două f.m.m.: una după axa polilor, a cărei valoare este:

$$\Theta_{ad} = 2\,Ab, \tag{19.3}$$

şi a doua perpendiculară pe axa polilor, având valoarea:

$$\Theta_{aq} = A\,(\tau_p - 2b). \tag{19.4}$$

Θ_{ad} se numeşte f.m.m. longitudinală a indusului, iar Θ_{aq}, f.m.m. transversală a indusului.

20. **Reacţia indusului la generator.** Dacă maşina funcţionează în sarcină, f.m.m. a indusului se compune cu f.m.m. a polilor principali şi produce f.m.m. rezultantă a maşinii. Compunerea inducţiilor respective este arătată în fig. 36, pentru trei poziţii diferite ale periilor, la un generator: *a*) periile situate pe axa neutră geometrică; *b*) periile deplasate faţă de axa neutră geometrică în sensul rotaţiei indusului; *c*) periile deplasate în sens contrar rotaţiei indusului.

Dacă periile sunt situate pe axa neutră geometrică, f.m.m. a indusului este pur transversală; dacă reluctanţa circuitului magnetic nu depinde de sarcină (maşina nesaturată — μ = constant), curba inducţiei rezultante (curba *3*) este rezultatul suprapunerii curbei inducţiei produse de polii principali (curba *1*) şi a curbei inducţiei produse de f.m.m. a indusului (curba *2*). Examinând fig. 36 *a*, rezultă că inducţia sub cornul polar de intrare scade, iar inducţia sub cornul polar de ieşire creşte prin efectul reacţiei

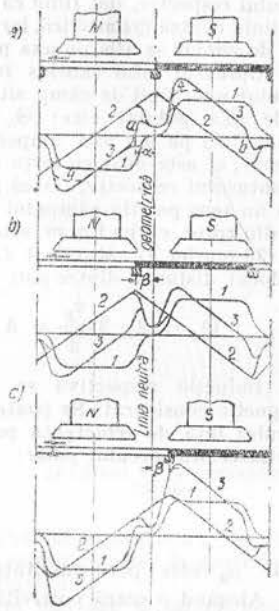


Fig. 36. Compunerea câmpurilor produse de inductor şi indus la generator:

a) Periile situate pe linia neutră geometrică; *b*) Periile decalate în sensul rotaţiei; *c*) Perii decalate în sens invers rotaţiei; *1* — curbele câmpului inductor; *2* — curbele câmpului de reacţie a indusului; *3* — curbele câmpului rezultant la maşini nesaturate; *4* — curbele câmpului rezultant, cu efect de saturaţie sub coarnele polare.

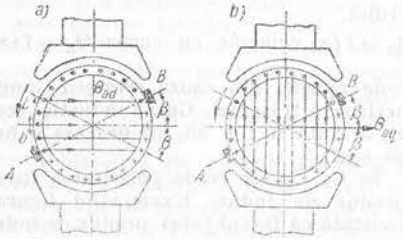


Fig. 35. Forţa magnetomotoare longitudinală *a*) şi transversală *b*) a indusului.

indusului. Dacă maşina este nesaturată, cele două efecte se compensează, iar fluxul total rămâne neschimbat, suferind numai o deformare.

Punctele *a* şi *b* în care inducţia îşi schimbă sensul şi care în gol se aflau pe axa neutră geometrică se deplasează în sarcină, sub efectul reacţiei indusului, cu un unghi oarecare α în sensul rotaţiei; poziţia lor determină axa neutră reală a maşinii în sarcină.

Dacă reluctanţa circuitului magnetic depinde de sarcină, adică dacă maşina este saturată, acţiunea demagnetizantă de sub cornul polar de intrare, a f.m.m.

transversale a indusului, este mai puternică decât acţiunea magnetizantă de sub cornul polar de ieşire; dinţii indusului din această regiune se saturează intens, reluctanţa sa creşte, şi inducţia scade (fig. 36 *a*, curba *4*). Consecinţa este o scădere a fluxului rezultant.

Calculul acestei micşorări a fluxului sub efectul reacţiei indusului se face ţinând seamă numai de partea f.m.m. inductoare necesară pentru magnetizarea întrefierului şi a dinţilor indusului de sub un singur pol: $\frac{1}{2}(\Theta_\delta + \Theta_d)$, unde se suprapun cele două inducţii, cea principală şi cea produsă de f.m.m. a indusului. Porţiunea din interiorul coarnelor polare, mai puţin saturată, se neglijează (fig. 37).

Cu alte cuvinte, se foloseşte caracteristica parţială: $\Phi = f\left(\frac{\Theta_\delta + \Theta_d}{2}\right)$, sau, la altă scară, caracteristica $B_\delta = f\left(\frac{\Theta_\delta + \Theta_d}{2}\right)$, reprezentată în fig. 38.

F.m.m. a indusului, care acţionează sub piesa polară, este: $A\,b'$, unde b' este lungimea ideală a arcului polar; jumătate din aceasta, adică $\frac{1}{2}Ab'$, are o acţiune demagnetizantă asupra cornului polar de intrare, şi cealaltă jumătate, o acţiune magnetizantă asupra cornului polar de ieşire.

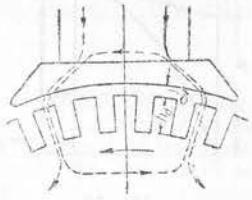


Fig. 37. Suprapunerea fluxurilor produse de inductor şi indus în dinţi şi întrefier.

Fie A un punct de funcţionare de pe caracteristica parţială $B_\delta = f\left(\frac{\Theta_d + \Theta_\delta}{2}\right)$, unde $B_\delta = \overline{AP}$ şi $\frac{1}{2}(\Theta_d + \Theta_\delta) = \overline{OP}$ (fig. 38). Se iau segmentele $\overline{aP} = \overline{Pd} = \frac{1}{2}Ab'$. $\overline{Oa}$ şi $\overline{Od}$ sunt f.m.m. rezultante sub cornul de intrare, respectiv cel de ieşire. Segmentele $\overline{ab_1}$ şi $\overline{dc_1}$ reprezintă inducţiile respective. Curba b_1Ac_1 reprezintă repartiţia inducţiei sub piesa polară, în sarcină. Fluxul în gol este măsurat de suprafaţa dreptunghiului *abcd*, iar fluxul în sarcină, de suprafaţa ab_1Ac_1d. Se duc dreptele $\overline{Am}$ şi $\overline{Ar}$, astfel încât suprafaţa triunghiului *Abm* să fie egală cu a triunghiului curbiliniu Abb_1, iar suprafaţa triunghiului *Acr*, cu a triunghiului curbiliniu Acc_1. Dacă se prelungeşte segmentul $\overline{Ar}$ până în *n*, se obţine măsura scăderii de flux relative:

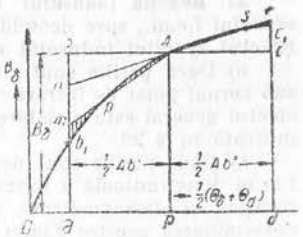


Fig. 38. Determinarea micşorării relative a fluxului, produsă de reacţia transversală a indusului.

$$\frac{\Delta\Phi}{\Phi} = \frac{\text{suprafaţa } Anm}{\text{suprafaţa } abcd} = \frac{\overline{mn}}{\overline{4ab}}, \tag{20.1}$$

unde Φ este fluxul de mers în gol.

In fig. 39, segmentul $\overline{BG}$ reprezintă suplimentul de f.m.m. necesar pentru a compensa scăderea de flux $\Delta\Phi = \overline{GH}$, datorită reacţiei indusului. Dacă $\frac{\Delta\Phi}{\Phi} \leqslant 0{,}1$, porţiunea $\overline{BH}$ a caracteristicei poate fi considerată o porţiune de

dreaptă, a cărei prelungire întretaie axa ordonatelor în punctul h. F.m.m. suplimentară, necesară pentru a compensa efectul f.m.m. transversale a indusului, este:

$$\Theta_q = \Theta \cdot \frac{\Delta\Phi}{\Phi} \cdot \frac{\overline{Og}}{\overline{gh}}. \qquad (20.2)$$

Această metodă de calcul a fost propusă de V. T. Casianov.

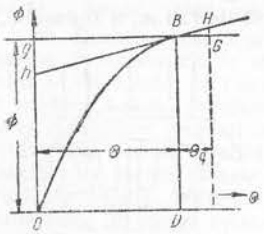


Fig. 39. Determinarea f.m.m. necesare pentru compensarea efectului reacţiei transversale a indusului.

Dacă periile sunt deplasate de pe axa neutră geometrică în sensul rotaţiei indusului, se obţin curbele din fig. 36 b. Curba 2 a inducţei produse de indus s'a deplasat cu unghiul corespunzător deplasării periilor. Indusul produce, afară de f.m.m. transversală $\Theta_{aq} = A(\tau_p - 2b)$, şi o f.m.m. longitudinală $\Theta_{ad} = 2Ab$. Această f.m.m. longitudinală are o acţiune demagnetizantă.

Dacă periile sunt deplasate în sens invers rotaţiei indusului, se produce, deasemenea, o f.m.m. longitudinală, însă aceasta are o acţiune magnetizantă, cum se observă dacă se examinează curbele din fig. 36 c.

Trebue observat că, deşi la maşinile cu poli auxiliari care se construesc în prezent, se caută să se monteze periile exact pe axa neutră geometrică, în realitate, periile sunt totdeauna puţin deplasate, datorită erorilor de montaj şi fenomenelor fizice care au loc la contactul periilor.

21. **Reacţia indusului la motor.** La motor, sensul curentului este opus sensului f.e.m., spre deosebire de generator, unde sensul este acelaşi cu al f.e.m. Efectul reacţiei indusului este deci contrar faţă de cazul generatorului. Anume:

a) Dacă periile sunt situate pe axa neutră geometrică, câmpul este întărit sub cornul polar de intrare şi slăbit sub cornul polar de ieşire; datorită saturaţiei, efectul general este o slăbire a fluxului, slăbire care se poate calcula prin metoda indicată în § 20.

b) Dacă periile sunt deplasate de pe axa neutră geometrică se produce şi o f.m.m. longitudinală a indusului, cu efect magnetizant pentru deplasări în sensul rotaţiei, şi demagnetizant pentru deplasări în sens contrar rotaţiei indusului; determinarea acestor f.m.m. se face analog, în baza aceloraşi formule de calcul folosite pentru generator.

22. **F.m.m. a indusului necesară în sarcină.** Dacă maşina funcţionează ca generator, f.e.m. în sarcină trebue să fie egală cu tensiunea U_n la borne, plus căderea de tensiune ohmică din bobinajele indusului, adică:

$$E_a = U_n + R_a I_a,$$

$R_a I_a$ se ridică la 3 ... 10 % din valoarea lui U_n, deci E_a trebue să fie cu circa 3 ... 10 % mai mare decât tensiunea nominală U_n. Pentru a păstra în sarcină aceeaşi tensiune la borne ca şi în gol, trebue să se mărească în mod corespunzător f.e.m. a maşinii, adică:

$$E_a = 1{,}03\, U_n \ldots 1{,}1\, U_n.$$

Mărimea corespunzătoare a f.m.m. inductoare se obţine din caracteristica în gol a maşinii. La aceasta trebue adăugate f.m.m. necesare pentru compensarea f.m.m. longitudinale şi transversale ale indusului: $\Theta_{ad} + \Theta_q$.

Pentru o maşină cu $2p$ poli, valoarea f.m.m. este egală cu cea a unei maşini bipolare, multiplicată cu p.

Dacă maşina funcţionează ca motor, relaţia dintre f.e.m. şi tensiunea nominală la borne este:

$$E_a = U_n - R_a I_a,$$

adică, în sarcină, f.e.m. este mai mică decât în gol. Pentru a se păstra aceeaşi turaţie, este nevoie să se reducă f.m.m. inductoare (excitaţia), corespunzător noului punct de funcţionare, cu tensiune mai mică, de pe caracteristica în gol $E = f(\Theta)$. La f.m.m. astfel obţinută, se adaugă f.m.m. necesare pentru compensarea f.m.m. longitudinale şi transversale ale indusului. Deci, la motor, efectul căderii de tensiune în indus este contrar efectului reacţiei magnetice a indusului, iar f.m.m. inductoare necesară în sarcină, în condiţii egale, este mai mică decât la generator.

d) Comutaţia *)

23. **Consideraţii generale. Scânteierea la colector.** Prin comutaţie se înţelege procesul de inversare a curentului rotoric din spirele scurtcircuitate prin perii la trecerea lor dintr'o cale de curent în alta, cum şi întreg complexul de fenomene care însoţesc sau sunt în legătură cu această inversare. Procesul de comutaţie se caracterizează printr'o foarte mare complexitate, deoarece diferitele fenomene care se produc, influenţează procesul de bază — inversarea curentului în spirele scurtcircuitate de perii — iar factorii de ordin mecanic, electromagnetic, termic şi electrochimic care intervin, sunt atât de strâns împletiţi între ei, încât efectele lor nu pot fi deosebite. Se vorbeşte de o comutaţie bună sau rea, după gradul scânteierii la colector. Dacă scânteierea depăşeşte anumite limite, se produce deteriorarea colectorului şi a periilor, deci scoaterea maşinii din funcţiune. Scânteile pot fi mici şi rotunde, în formă de perle, sau mai mari, în formă de împroşcări de arc sau de flăcări. Scânteile în formă de mici mărgele albe-albăstrui sau roşietice nu sunt în general periculoase, nu atacă colectorul. Scânteile perlate mai mari şi de culoare gălbuie înnegresc cu timpul colectorul. Scânteierile care împroaşcă, atacă colectorul în scurt timp şi formează pe suprafaţa de frecare a periilor şănţuleţe perpendiculare pe direcţia deplasării. Dacă scânteile sunt gălbui, înseamnă că reaua comutaţie are cauze electrice, iar dacă au o culoare albă-verzuie, cauzele sunt probabil de ordin mecanic. Culoarea verde provine din arderea cuprului. Când contactul periilor este întrerupt, la periile prin care curentul trece spre lamelele colectorului se formează un arc; iar la periile spre care curentul trece dela lamele, se formează o limbă de foc, lată, alburie sau roşiatică, ce pare că iese din muchia de ieşire a perici şi atinge suprafaţa lamelelor. Primele maşini de curent continuu au întâmpinat dificultatea asigurării unei bune comutaţii.

Proiectarea şi construcţia maşinilor electrice cu colector trebue să asigure obţinerea unei comutaţii practic fără scânteieri, dela mersul în gol până la sarcina normală şi fără scântei periculoase la suprasarcini de scurtă durată.

STAS 1893-50, ca şi GOST 183-41, apreciază scânteierea pe baza unei scări cuprinzând:

— gradul 1, lipsă de scântei (comutaţie neluminată);

— gradul 1 $^1/_4$, scântei slabe în formă de puncte sub o mică parte a periei, aproximativ la un sfert din numărul total de perii;

— gradul 1 $^1/_2$, scântei slabe, la jumătate din numărul total de perii;

— gradul 2, scântei sub cea mai mare parte din suprafaţa periei la majoritatea periilor sau la toate periile;

*) Prof. Ing. Dr. Cezar Parteni Antoni a studiat experimental distribuţia câmpurilor magnetice la periferia indusului unei maşini de curent continu, stabilind noi rezultate. Deasemenea, a ajuns, la concluzii de interes practic asupra comutaţiei şi a indicat un sistem experimental de verificare a calculului polilor de comutaţie.

— gradul 3, scântei puternice la toate periile, nepermise la o funcţionare de durată.

Gradele 1, 1 $^1/_4$ şi 1 $^1/_2$ corespund unei comutaţii practic fără scântei.

Gradul 2 se admite la suprasarcini de scurtă durată, la variaţii brusce de sarcină şi la inversarea sensului curentului.

Gradul 3 corespunde scânteilor periculoase şi se permite numai la introducerea maşinii în circuit fără reostat sau la inversarea sensului de rotaţie al maşinii.

In acestă scară nu sunt cuprinse formele de scânteieri complect inadmisibile, în formă de limbă de foc şi în formă de arc, care distrug repede colectorul şi periile şi produc diverse feluri de avarii grele.

Un criteriu pentru aprecierea unei bune comutaţii îl formează şi aspectul suprafeţei lamelelor colectorului, care, după un mers de câteva zile la plină sarcină, trebue să prezinte o suprafaţă brună sau albăstruie, uniform lucioasă, fără adâncituri pe unele lamele sau părţi de lamelă. Suprafaţa de contact a periilor nu trebue să fie absolut perfectă, ca oglinda, dar nici nu trebue să prezinte dungi adânci sau arsuri.

Cauzele principale ale scânteierii pot fi împărţite în două categorii: mecanice şi electromagnetice.

Primele sunt determinate de defectuozităţi ale colectorului şi ale părţilor rotitoare (excentricitatea colectorului, reaua echilibrare a părţilor în mişcare, suprafaţa ondulată a colectorului, ieşirea izolantului înafara lamelelor, etc.), cum şi de defectuozităţi ale portperiilor şi ale suportului lor (fixarea slabă a portperiilor, distanţa lor mare de colector, presiune a periei aleasă necorespunzător, etc.).

In ce priveşte cauzele cu caracter electromagnetic, ele vor fi stabilite pe baza consideraţiilor teoretice din paragrafele următoare.

24. Observaţii preliminare. Notaţii. O predeterminare exactă, prin calcul, a condiţiilor de comutare, nu este posibilă din cauza complexităţii fenomenelor. Calculul dă, totuşi, posibilitatea de a înţelege principiul fizic al procesului de comutaţie şi de a-i formula caracteristicele sale principale. Prin introducerea anumitor simplificări, se reuşeşte chiar să se stabilească, deşi foarte aproximativ, condiţiile necesare unei bune comutaţii.

O aproximaţie simplificatoare constă în faptul că se consideră constantă rezistenţa specifică de contact a periilor ρ_p, în $\Omega \cdot cm^2$, deşi aceasta depinde de densitatea medie a curentului la perii, de variaţia în timp a tensiunilor, de temperatură şi de mulţi factori; se neglijează, deasemenea, influenţa zonelor de comutaţie învecinate asupra celei cercetate, se consideră nulă grosimea izolaţiei lamelei, etc. Pentru uşurinţă, demonstraţiile se fac asupra unui rotor în inel, în loc de rotor în tobă cu crestături, care poate avea diferite feluri de bobinaje (ondulată, buclată, cu pas scurtat, în trepte).

In expunerea care urmează asupra comutaţiei, s'a notat cu:

b_p — lăţimea periei (respectiv a rândului de perii), în cm;
l — lungimea periei (respectiv a rândului de perii) în cm;
S_p — suprafaţa periei (respectiv a rândului de perii), în cm^2;
τ_k — pasul la colector (egal cu lăţimea lamelei, grosimea izolaţiei fiind considerată zero), în cm;
β — coeficientul de acoperire al periei
$= b_p/\tau_k$ la bobinaje buclate şi la inel;
$= b_p/\tau_k + 1 - a/p$ la bobinaje ondulate cu $2p$ rânduri de perii;
v — viteza periferică a colectorului } la diametru egal;
= viteza periferică a rotorului; } în cm/s;
I — curentul din bobine, în A (curentul maşinii: $I_a = 2aI$);
J — densitatea de curent la suprafaţa de contact a periei, în A/cm^2;
i — curentul de comutaţie, în A;
ρ_p — rezistenţa specifică de contact a periei, în $\Omega \cdot cm^2$;

$R_p = \dfrac{\rho_p}{S_p}$ — rezistenţa de contact a periei (respectiv a unui rând de perii), în Ω;
$e_p = 2R_pI$ — tensiunea de contact a unei perii (respectiv a unui rând de perii), în V;
r_s — rezistenţa unei bobine a rotorului, în Ω;
r_l — rezistenţa steagului (legătura bobinei la colector), în Ω;
$\mu = \dfrac{r_s + 2r_l}{R_p}$ — rezistenţa relativă a bobinajului scurtcircuitat de perie;
L — inductanţa proprie a unei bobine din rotor, în H;
M — inductanţa mutuală a două bobine din rotor, în H;
$T_k = \dfrac{b_p}{v}$ — durata de scurtcircuitare sau de comutare a unei bobine, în s;
t — timpul, în s;
x — deplasarea poziţiei de scurtcircuitare sub perii a secţiunii în comutare, în cm;
$y = \dfrac{t}{T_k} = \dfrac{x}{b_p}$ — coordonata relativă de timp şi spaţiu.

In toate cazurile reale $\beta > 1$, deoarece o perie scurtcircuitează mai multe secţiuni (adesea până la 5 sau 6). Pentru stabilirea condiţiilor de comutaţie, este necesară examinarea acestor condiţii pentru câteva valori întregi ale lui β. In teorie, cea mai importantă valoare a lui β, deşi nerealizată în practică, este $\beta = 1$, care permite rezolvarea cea mai comodă a problemei, şi la care mecanismul inversării curentului este acelaşi ca în cazul $\beta > 1$. Se va începe deci studiul cu cazul $\beta = 1$.

Fenomenul comutaţiei constă, în esenţă, în următoarele (fig. 40).

In momentul când peria se găseşte pe lamela *2*, curentul $i_2 = 2I$, iar curentul $i_1 = 0$. In secţiunea cuprinsă între cele două conexiuni la colector circulă curentul $i = I$. După timpul T_k, peria se va găsi numai pe lamela *1*; în acest moment, $i_1 = 2I$, $i_2 = 0$, iar în secţiunea considerată va circula un curent $i = -I$.

Deci, în timpul T_k, curentul i variază dela $+I$ la $-I$, adică cu $2I$. In aceasta constă fenomenul de bază al comutaţiei.

In momentele intermediare, între 0 şi T_k, peria se va găsi parţial pe lamela *2* şi, parţial, pe lamela *1*. In acest timp se formează un circuit închis, constituit de secţiunea considerată, de lamele şi perie.

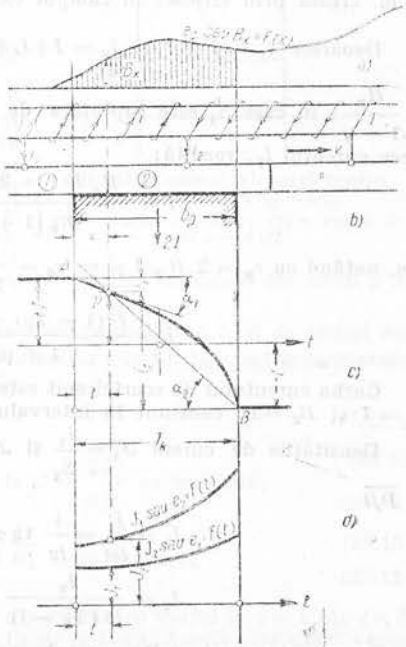


Fig. 40. Fenomenul comutaţiei pentru un indus în inel şi $\beta = 1$:
(*a*) curba câmpului $B_x = f(x)$; (*b*) schema circuitului de comutare; (*c*) curba $i = f(t)$; (*d*) curbe J_1 şi $J_2 = f(t)$.

Pentru studierea fenomenului comutaţiei este important să se cerceteze cum variază curentul comutat în funcţie de timp, adică $i = F(t)$.

In acest scop, se va studia comutaţia în câteva ipoteze.

25. **Comutaţia în cazul vitezei infinit mici la periferia indusului, peria acoperind o singură lamelă** adică $v \approx 0$ şi $\beta = 1$). Cazul $v \approx 0$ nu se întâlneşte în realitate, dar el permite examinarea procesului de comutaţie în condiţiile cele mai simple, adică neglijând f.e.m. de autoinducţie, ceeace este posibil dacă viteza este foarte mică. Bobinarea buclată are două zone de comutaţie, iar cea ondulată, $2p$ zone de comutaţie pentru fiecare perie; bobinajul în inel, având o singură latură de bobină de fiecare spiră şi o singură zonă de comutaţie pentru fiecare perie, prezintă cea mai comodă reprezentare.

La timpul t, mijlocul secţiunii a parcurs $x = vt = b_p \dfrac{t}{T_k}$; valoarea instantanee a curentului de scurtcircuit care în timpul T_k trece dela $+I$ la $-I$, este i. F. e. m. de autoinducţie $L \dfrac{di}{dt}$, fiind neglijabilă, pentrucă $v \approx 0$, rezultă ecuaţia:

$$\gamma_1 i_1 - (r_s + 2r_f)\, i - r_2 i_2 = e_c, \tag{25.1}$$

unde r_1 şi r_2 sunt rezistenţele de contact ale periei cu cele două lamele, iar e_c este f.e.m. creată prin mişcare în câmpul exterior B_x în poziţia x la timpul t.

Deoarece $i_1 = I - i$ şi $i_2 = I + i$, iar $r_1 = \dfrac{\rho_p}{S_1} = \dfrac{\rho_p}{S_p y} = \dfrac{R_p}{y}$; tot astfel $r_2 = \dfrac{R_p}{1-y}$, în care S_1 este suprafaţa de contact variabilă a periei, prin care trece curentul i_1, rezultă:

$$i = \frac{R_p I (1-2y) - e_c y (1-y)}{R_p [1 + \mu y (1-y)]}, \tag{25.2}$$

sau, notând cu $e_p = 2 R_p I$ şi cu $\eta_c = \dfrac{e_c}{2R_p I} = \dfrac{e_c}{e_p}$, se poate scrie mai departe:

$$i = \frac{I[(1-2y) - 2\eta_c y (1-y)]}{1 + \mu y (1-y)}. \tag{25.3}$$

Curba curentului de scurtcircuit este reprezentată în fig. 40 (*c*), pentru $\mu = 5$; $\eta_c = 1$ şi $B_x = B_c$ constant în intervalul b_p.

Densităţile de curent $J_1 = \dfrac{i_1}{S_1}$ şi $J_2 = \dfrac{i_2}{S_2}$, sunt date prin dreptele $\overline{AP}$ şi $\overline{PB}$.

$$J_1 = \frac{i_1}{lvt} = \frac{1}{lv} \operatorname{tg} \alpha_1 [\mathrm{A/cm^2}] \tag{25.4 a}$$

$$J_2 = \frac{i_2}{lv(T_k - t)} = \frac{1}{lv} \operatorname{tg} \alpha_2 [\mathrm{A/cm^2}]. \tag{25.4 b}$$

Se vor examina mai multe variante pentru diferite valori ale lui η_c; totodată, se vor stabili şi căderile de tensiune la perii e_1 şi e_2.

$$l_1 = r_1 i_1 = J_1 \rho_p [\mathrm{V}]; \tag{25.5 a}$$

$$l_2 = r_2 i_2 = J_2 \rho_p [\mathrm{V}]. \tag{25.5 b}$$

Influenţa rezistenţei înfăşurării $r_s + 2r_f$ este mică (obişnuit $\mu \cong 0{,}2$); fără o prea mare eroare se poate considera practic $\mu = 0$;

α) $\eta_c = 0$, *adică* $e_c = 0$ şi $B_c = 0$ (v. fig. 41). Conform ecuaţiilor de mai sus:

$$i = I(1 - 2y), \tag{25.6}$$

iar

$$J_1 = J_2 = \frac{2I}{S_p} = J, \tag{25.7}$$

deoarece:

$$i_1 = I - i = 2Iy; \tag{25.8 a}$$

$$i_2 = I + i = 2I(1-y); \tag{25.8 b}$$

$$J_1 = \frac{i_1}{S_1} = \frac{i_1}{S_p y} = \frac{2I}{S_p} = J; \tag{25.9 a}$$

$$J_2 = \frac{i_2}{S_2} = \frac{i_2}{S_p(1-y)} = \frac{2I}{S_p} = J. \tag{25.9 b}$$

Deoarece $J_1 = J_2$, unghiurile α_1 şi α_2 sunt, deasemenea, egale.

In sfârşit,

$$e_1 = e_2 = \rho_p J = e_p \tag{25.10}$$

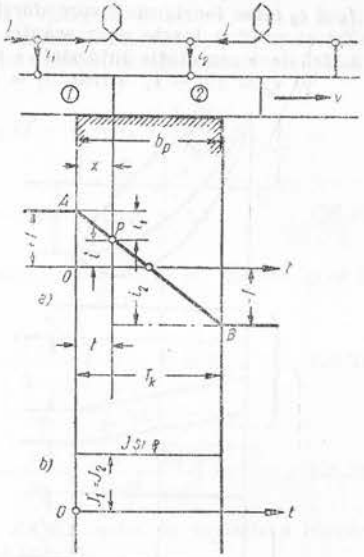


Fig. 41. Comutaţia liniară pentru $\beta = 1$, $v \cong 0$, $\eta_c = 0$: (*a*) — curba $i = f(t)$; (*b*) — curba J sau $e = f(t)$.

Curba de inversare a curentului este o dreaptă $(\overline{AB})$. Densitatea de curent şi căderile de tensiune ale ambelor lamele de colector sunt egale şi constante. Acest caz al comutaţiei liniare, care nu depinde decât de rezistenţele de contact al periilor r_1 şi r_2, prezintă o mare importanţă. El nu înfăţişează cele mai favorabile condiţii de comutare, dar reprezintă punctul de plecare pentru calculele din cazul $\beta > 1$ şi din cazul rotorului cu crestături.

β) $\eta_c = 1$, *adică* $e_c = 2R_p I$ şi B_c *constant pe porţiunea* b_p *şi de acelaşi semn cu inducţia polului principal care urmează în sensul rotaţiei* (în cazul generatorului). Ca în cazul precedent, urmează (fig. 42 *I*):

$$i = I(1 - 4y + 2y^2), \tag{25.11}$$

$$\left.\begin{aligned} J_1 &= J(2-y), \\ J_2 &= J(1-y); \end{aligned}\right\} \text{ unde } J = \frac{2I}{S_p}, \text{ ca mai sus;} \quad \begin{aligned} &(25.12\text{a}) \\ &(25.12\text{ b}) \end{aligned}$$

$$\left.\begin{aligned} e_1 &= e_p(2-y); \\ e_2 &= ep(1-y); \end{aligned}\right\} \text{ unde } e_p = 2R_p I, \text{ ca mai sus.} \quad \begin{aligned} &(25.13\text{ a}) \\ &(25.13\text{ b}) \end{aligned}$$

Curba de inversare a curentului este o parabolă cu vârful în $y = 1$ sau $t = T_k$; densităţile şi căderile de tensiune variază liniar în timp. Acesta este cazul «comutaţiei accelerate» (*i* variază la început accelerat). Acest caz este avantajos, deoarece la timpul T_k ($y = 1$), adică la sfârşitul comutaţiei, J_2 şi e_2 sunt egali cu zero, comutaţia propriu zisă este aproape terminată înainte ca muchia din urmă a lamelei (*2*) să părăsească muchia periei. Pentru oricare altă valoare a lui η_c, condiţiile se

înrăutăţesc. Pentru $\eta_c > 1$, i_2 şi J_2 se inversează prea timpuriu, de exemplu, pentru $\eta_c = 2$ (fig. 42, *II*), inversarea complectă se produce aproape la timpul $t = T_k/2$. Pentru $\eta_c < 0$, adică în cazul câmpului de comutaţie cu polaritate inversată, cum se întâmplă, de exemplu, în cazul unui prea mare câmp transversal al indusului, J_2 şi e_2 cresc foarte mult spre sfârşitul perioadei de comutaţie (în preajma timpului T_k) şi produc foarte uşor scântei de ruptură (fig. 42, *III* pentru $\eta_c = -1$). O astfel de «comutaţie întârziată» trebue evitată.

γ) $\eta_c = 2y - 1$, *adică* $e_c = e_p(2y-1)$ *şi* $B_x = B_c(2y-1)$. Pentru un astfel de câmp de comutaţie, liniar ascendent şi simetric faţă de axa neutră, corespund (fig. 43):

$$i = I\,(1 - 6y^2 + 4y^3); \quad (25.14)$$

$$J_1 = J\,y\,(3 - 2y); \quad (25.15\,a)$$

$$J_2 = J\,(1 + y - 2y^2); \quad (25.15\,b)$$

$$e_1 = e_p\,y\,(3 - 2y); \quad (25.16\,a)$$

$$e_2 = e_p\,(1 + y - 2y^2). \quad (25.16\,b)$$

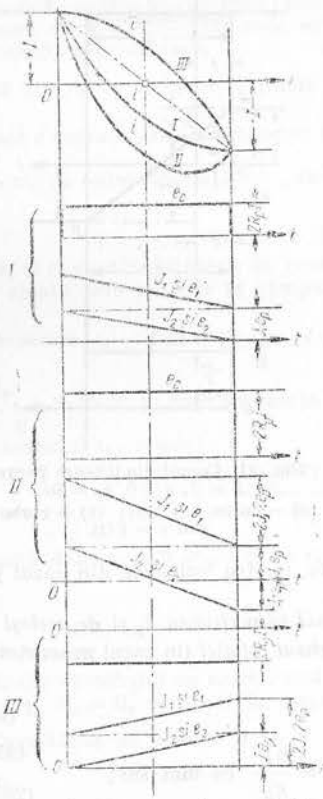


Fig. 42. Diagrame de comutaţie pentru $\beta = 1$, $v = 0$: $I - \eta_c = 1$; $II - \eta_c = 2$; $III - \eta_c = -1$.

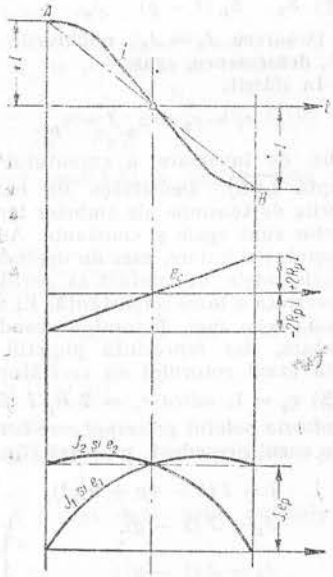


Fig. 43. Diagrama de comutaţie pentru $\beta = 1$, $v \cong 0$, $\eta_c = 2y - 1$.

Acest caz poate fi considerat drept un caz ideal, deoarece dă cele mai favorabile condiţii de comutaţie. Curba de inversare are o formă aproape sinusoidală şi se racordează tangenţial în punctele $t = 0$ şi $t = T_k$. Inversarea curentului se efectuează lent şi progresiv la începutul şi la sfârşitul perioadei de comutaţie, prezentând totodată un caracter de simetrie faţă de axa neutră. Se obţine astfel $e_1 = 0$ şi $J_1 = 0$ la timpul $t = 0$ şi $e_2 = 0$ şi $J_2 = 0$ la timpul $t = T_k$.

26. **Comutaţia în cazul vitezei finite la periferia indusului, peria acoperind o singură lamelă** (adică $v > 0$ şi $\beta = 1$). Aproximaţia făcută pentru simplificare, şi anume că tensiunea de autoinducţie $L\dfrac{di}{dt}$ a bobinei scurtcircuitate ar fi neglijabilă, nu este nici pe departe justă în practică; chiar la colectori mici şi lenţi, această tensiune este deobicei mai mare decât căderea de tensiune de contact a periilor. Dacă se ţine seamă de tensiunea de autoinducţie, ecuaţia comutaţiei (25.1) devine:

$$-i\,(r_s + 2\,r_f) - r_2\,(I + i) + r_1\,(I - i) = e_c + \frac{L\,di}{dt}$$

sau

$$L\frac{di}{dt} + i\,(r_s + 2\,r_f) + i\,(r_1 + r_2) - I\,(r_1 - r_2) = -\,e_c; \quad (26.1)$$

întrebuinţând aceleaşi înlocuiri ca în § 25 şi notând $\dfrac{R_p \cdot T_k}{L} = m$, pentru $\mu = 0$ rezultă expresia

$$\frac{di}{dy} + im\left(\frac{1}{y} + \frac{1}{1-y}\right) - Im\left(\frac{1}{y} - \frac{1}{1-y}\right) = -\,e_c\,m\,R_p, \quad (26.2)$$

a cărei integrală:

$$i = m\left(\frac{1-y}{y}\right)^m \cdot \int_0^y \left(\frac{y}{1-y}\right)^m \cdot \left(-\frac{e_c}{R_p} + I\,\frac{1-2y}{y\,(1-y)}\right) dy \quad (26.3)$$

se poate calcula uşor prin desvoltare în serie. Ea dă curba de variaţie a curentului între limitele $i = +I$ $(y=0)$ şi $i = -I$ $(y=1)$.

Dacă $m \leqslant 1$, pentru un e_c oarecare, adică dacă $\dfrac{L}{R_p}$ este egal sau mai mare decât durata de comutaţie a bobinei scurtcircuitate, T_k, atunci $\left(\dfrac{di}{dt}\right)_{T_k} = \infty$; deasemenea şi $e_x = L\dfrac{di}{dt}$, cum şi $J_2 = J\dfrac{di/dt}{I/T_k}$ capătă valori infinite pentru $t = T_k$, adică pentru $y = 1$. Practic, aceasta înseamnă o foarte mare tensiune de rupere însoţită de scântei, deci o comutaţie defectuoasă.

Pentru ca e_x şi J_2 să rămână finiţi către sfârşitul perioadei T_k, trebue ca $m > 1$, dacă e_c este oarecare, sau ca $e_c = f\,(y)$ să aibă o astfel de formă, pentru m oarecare, încât în orice moment să se anuleze tensiunea de autoinducţie e_x.

Determinarea lui e_c pentru $i = I\,f\,(y)$. Dacă se urmăreşte obţinerea unei anumite forme a curbei de inversare a curentului $i = If\,(t)$, formă care să fie favorabilă comutaţiei, este necesar ca şi e_c să varieze în timp după o anumită curbă. In practică, nu este posibil să se realizeze o asemenea condiţie pentru e_c, decât în mod cu totul aproximativ. Teoretic, curba de variaţie a f.e.m. e_c, necesară pentru obţinerea unei anumite curbe de inversare a curentului, se poate determina însă după cum urmează:

Când curba de inversare a curentului trebue să urmeze condiţia de timp

$$i = I\,f\,(y), \quad (26.4)$$

de exemplu, dacă ea trebue să fie o linie dreaptă sau o anumită curbă determinată, pentru $L=0$, tensiunea e_c produsă de câmpul exterior de comutaţie trebue să îndeplinească condiţia

$$e_c' = 2\,R_p\,I\,\frac{1-2\,y-\mathrm{f}\,(y)}{2y\,(1-y)}, \qquad (26.5)$$

care rezultă din:

$$i = I\,\mathrm{f}\,(y) = \frac{R_p\,I\,(1-2y) - e_c\,y\,(1-y)}{R_p\,[1+\mu\,y)\,(1-y)]}, \qquad (25.2)$$

unde μ este egal cu zero.

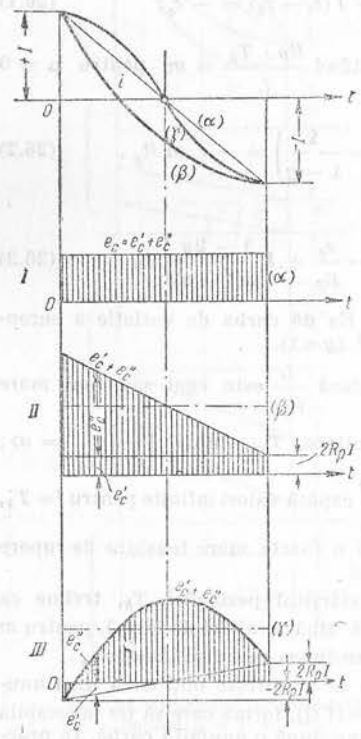


Fig. 44. Diagrame de comutaţie pentru $\beta = 1$, $v > 0$: $(I) - \eta_c = 0$; $(II) - \eta_c = 1$; $(III) - \eta_c = 2y - 1$.

greu pentru $b_p = \tau_k$ ($\beta = 1$); pentru o comutaţie mulţumitoare este necesar $\beta > 1$, adică trebue ca peria să fie mai lată decât o lamelă.

Afară de aceasta, pentru $L > 0$, se adaugă componenta necesară compensării f.e.m. de autoinducţie (de comutaţie):

$$e_c'' = \frac{R_p\,I}{m}\,\mathrm{f}'\,(y) = \frac{L\,I}{T_k}\,\mathrm{f}'\,(y). \qquad (26.6)$$

Relaţia:

$$e_c' + e_c'' = e_c \qquad (26.7)$$

schimbă ecuaţia (26.3) în identitate ($i = I\mathrm{f}\,(y)$ ca valoare a integralei). Ea reprezintă condiţia care trebue îndeplinită de e_c, pentru ca i să satisfacă relaţia (26.4).

Se dau ca exemplu, pentru cazurile calculate în paragraful 25, următoarele curbe pentru tensiunile induse de polii de comutaţie (tabela 3 şi fig. 44).

Insuşirile curbei tensiunii induse de polii de comutaţie, cerute prin relaţia $e_c = e_c' + e_c''$, şi cu ele cele ale câmpului de comutaţie $B_x = \mathrm{f}\,(y)$ nu se pot obţine printr'o formă specială dată polilor de comutaţie sau prin diferite combinaţii de bobinaje. Există totdeauna câmpuri incomplect compensate şi tensiuni suplimentare cu efect foarte vătămător către sfârşitul perioadei T_k (di/dt foarte mare). De altfel, nici teoria nu este întru totul corectă, deoarece valorile pentru L şi R_p luate în calcul drept constante, sunt în practică variabile; L scade sub influenţa amortizării produse de curenţi turbionari, iar R_p, respectiv ρ_p, creşte la variaţii de tensiune rapide, astfel încât, în momentul critic ($t \approx T_k$), m poate deveni mai mare decât 1, chiar dacă teoretic se constată că $m < 1$.

De fapt, atât teoria, cât şi practica arată că o comutaţie mulţumitoare se poate realiza

Tabela 3

Cazul	$i = I\mathrm{f}\,(y)$	e_c'	e_c''	e_c
α	$I\,(1-2\,y)$	0	$-2\,I\,\frac{L}{T_k}$	$-2\,I\,\frac{L}{T_k}$ (fig. 44 *I*),
β	$I\,(1-4y+2y^2)$	$-2I\,R_p$	$-4\,I\,\frac{L}{T_k}\,(1-y)$	$-2IR_p - 4\,\frac{IL}{T_k}\,(1-y)$ (fig. 44 *II*)
γ	$I\,(1-6y^2+4y^3)$	$-2IR_p\,(2y-1)$	$-2\,I\,\frac{L}{T_k}\,(1-y)\,6y$	$-2IR_p(2y-1) - 2\,I\,\frac{L}{T_k}\,(1-y)\,6y$ (fig. 44. *III*)

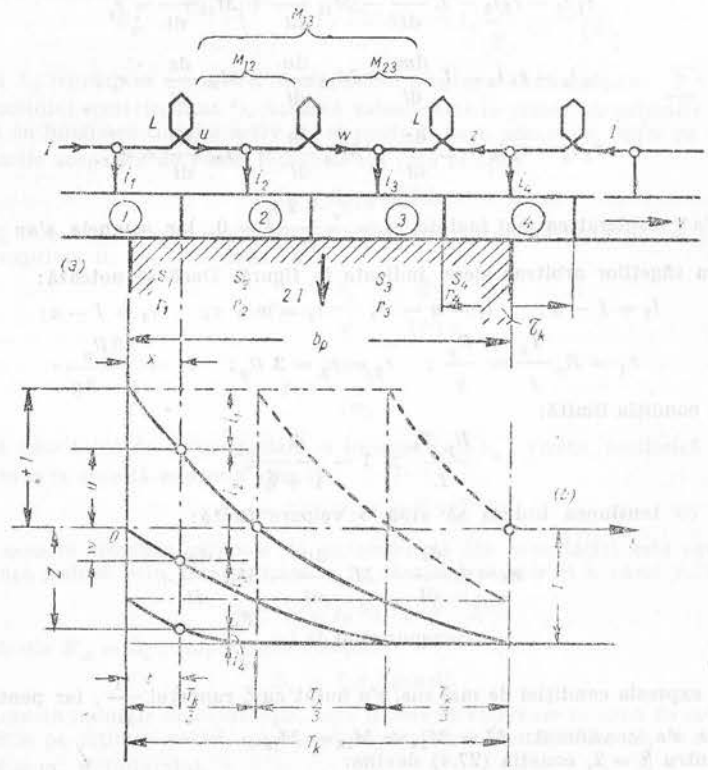


Fig. 45. Diagrame de comutaţie pentru $\beta = 3$, $v > 0$: (*a*) schema circuitelor de comutaţie; (*b*) diagrama curenţilor de comutaţie pentru $\eta_c = \frac{1}{2}$, $L\frac{d}{dt} = M\frac{d}{dt} = 0$.

27. Comutaţia în cazul vitezei finite la periferia indusului şi peria acoperind mai multe lamele ($\beta > 1$). In acest caz, se scurtcircuitează mai multe bobine rotorice în acelaşi timp. Aceasta aduce o uşurare a comutaţiei, deoarece bobina care tocmai iese din scurtcircuitare are în bobina vecină, încă scurtcircuitată, un circuit de amortizare, care-i reduce f.e.m. de autoinducţie prin f.e.m. de inducţie mutuală. Dar introducerea termenilor $M\frac{di}{dt}$ îngreunează calculul atât de mult, încât trebue să se renunţe la soluţii exacte, rămânând numai câteva condiţii limită.

Valori limită. Ca exemplu, pentru $\beta=3$ şi o inducţie $B_x = B_c$ constantă în spaţiul de comutaţie (e_c: constant în timp), se vor scrie trei ecuaţii simultane pentru durate $t = 0$ până la $t = \frac{T_k}{3}$ (v. fig. 45, *a*):

$$r_1 i_1 - r_2 i_2 - L\frac{du}{dt} - M_{12}\frac{dw}{dt} + M_{13}\frac{dz}{dt} = e_c \tag{27.1}$$

$$r_2 i_2 - r_3 i_3 - L\frac{dw}{dt} - M_{12}\frac{du}{dt} + M_{23}\frac{dz}{dt} = e_c\,; \tag{27.2}$$

$$r_3 i_3 - r_4 i_4 + L\frac{dz}{dt} - M_{13}\frac{du}{dt} - M_{23}\frac{dw}{dt} = e_c\,, \tag{27.3}$$

unde s'a considerat ca mai înainte, $\mu = \frac{r_s + 2r_f}{R_p} = 0$, iar semnele s'au stabilit conform săgeţilor arbitrar alese, indicate în figură. Dacă se notează:

$$i_1 = I - u; \quad i_2 = u - w; \quad i_3 = w + z; \quad i_4 = I - z;$$

$$r_1 = R_p\frac{T_k}{t} = \frac{R_p}{y}\,; \quad r_2 = r_3 = 3\,R_p; \quad r_4 = \frac{3R_p}{1-3y}\,,$$

rezultă condiţia limită:

$$\frac{R_p\,T_k}{L} > 1 - \frac{2}{1+\xi}\,\xi^2, \tag{27.4}$$

pentru ca tensiunea indusă să aibă o valoare finită:

$$e_x = L\frac{dz}{dt} - M_{13}\frac{du}{dt} - M_{23}\frac{dw}{dt}\,, \tag{27.5}$$

corespunzând la $t = \frac{T_k}{3}$.

In expresia condiţiei de mai sus, s'a notat cu ξ raportul $\frac{M}{L}$, iar pentru simplificare s'a considerat: $M = M_{12} = M_{23} = M_{13}$.

Pentru $\beta = 2$, ecuaţia (27.4) devine:

$$\frac{R_p\,T_k}{L} > 1 - \xi^2. \tag{27.6}$$

Deoarece pentru $\beta = 1$, condiţia limită este $\frac{R_p\,T_k}{L} > 1$, rezultă, din relaţiile de mai sus, că în condiţii egale (curenţii turbionari, variabilitatea lui ρ_p, etc.), comutaţia se îmbunătăţeşte, când β creşte, deoarece membrul din dreapta al condiţiei de inegalitate se micşorează, aceasta cu atât mai mult cu cât ξ este mai mare. Fig. 45, *b* arată variaţia curenţilor pentru $\eta_c = 1/2$, considerând $L\frac{d}{dt} = 0$ şi $M\frac{d}{dt} = 0$.

28. Tensiunea mijlocie de comutaţie. Pentru calculul practic al maşinilor nu este necesară cunoaşterea tuturor detaliilor comutaţiei decât numai în cazurile limită. Pentru stabilirea limitei de scânteiere, este în general deajuns să se cunoască valoarea mijlocie a tensiunilor de autoinducţie în timpul perioadei de scurtcircuitare T_k. Această f.e.m. mijlocie de autoinducţie, numită şi f.e.m. mijlocie de comutaţie, este:

$$E_m = \frac{10^{-8}}{T_k}\int_{+I}^{-I} - L_i\frac{di}{dt}\,dt = 2\,L_i\frac{I}{T_k}\,10^{-8}\,[\mathrm{V}], \tag{28.1}$$

în care L_i reprezintă o valoare ideală medie a tuturor inductanţelor $\sum(L + M)$ ale circuitului scurtcircuitat *). Această valoare este în primă aproximaţie proporţională cu lungimea fierului activ l_{Fe} şi poate fi deci, pentru w_k spire pe secţiune şi β lamele acoperite de perie, reprezentată prin relaţia:

$$L_i = 2\,l_{Fe}\,w_k^2\,\beta\zeta, \tag{28.2}$$

unde ζ este o constantă reprezentând numărul de linii de forţă pe cm şi A, iar l_{Fe} se exprimă în cm. Deoarece

$$T_k = \frac{b_p}{v} = \frac{\beta\tau_k}{100\,v_a} \tag{28.3}$$

şi

$$I = \frac{A\tau_k}{2w_k}\,, \tag{28.4}$$

A fiind densitatea de curent liniară a indusului, şi v_a, viteza periferică a rotorului, în m/s, rezultă expresia simplă:

$$E_m = 2\,l_{Fe}\,w_k\,v_a\,A\,\zeta\,10^{-6}\,[\mathrm{V}]. \tag{28.5}$$

Dacă această tensiune mijlocie de autoinducţie (de comutaţie) este egalată de tensiunea indusă prin rotaţia spirelor în câmpul exterior şi a cărei valoare este

$$E_c = 2B_c\,l_{Fe}\,w_k\,v_a\,10^{-6}\,[\mathrm{V}], \tag{28.6}$$

rezultă, din $E_m = E_c$, importanta relaţie:

$$B_c = \zeta\,A\ [\text{gauşi}]. \tag{28.7}$$

Această inducţie de comutaţie, care trebue să acţioneze în zona de comutaţie, cel puţin pe lăţimea periei, este produsă de f.m.m. rezultantă: $\Theta_c - A\tau_p$, $A\tau_p$ fiind f.m.m. a indusului.

*) Deobicei, peria acoperind 2—3 lamele de colector, comută câteva bobine, ale căror laturi sunt în aceeaşi crestătură sau în crestături diferite. Fiecare latură acţionează inductiv asupra celorlalte.

Deci trebue ca:

$$\frac{\Theta_c - A\tau_p}{2\delta_c} 0{,}4\,\pi = \zeta A,$$

de unde rezultă f.m.m. relativă a polilor de comutaţie raportată la f.m.m. a rotorului

$$\eta = \frac{\Theta_c}{A\tau_p} = 1 + \frac{\zeta\,\delta_c\,p}{D}. \tag{28.8}$$

In aceste relaţii, Θ_c este f.m.m. a polului de comutaţie, δ_c este întrefierul respectiv, D este diametrul rotorului, exprimat în cm $\left(\text{cu aproximaţia } \frac{10}{\pi^2} \approx 1\right)$, iar p este numărul de perechi de poli.

Cercetările făcute de K. I. Senfer duc la concluzia că formula dată pentru E_m poate fi folosită atât timp cât numărul de lamele acoperite de perie este mai mic sau cel mult egal cu numărul bobinelor din crestătură. Când numărul de lamele acoperite de perie este superior numărului de bobine din crestătură, trebue introdus în formulă un coeficient k_{se}, dat de relaţia:

$$k_{se} = 0{,}7\,\frac{\tau_d}{b_p} + 0{,}3. \tag{28.9}$$

Când lăţimea periei b_p depăşeşte valoarea pasului dintelui τ_d, coeficientul k_{se} scade la valori mai mici decât unitatea, şi valoarea medie a f.e.m. de comutaţie E_m scade.

Ecuaţiile (28.5), (28.7) şi (28.8) care dau pe E_m, B_c şi Θ_c sunt foarte folositoare în practică, pentrucă ele nu conţin detalii de bobinare, ci numai parametri de bază. Ele determină pe E_m şi B_c, fără a fi nevoie să se calculeze în prealabil întreaga maşină. In special, ζ are însuşirile unei constante bine definite în limite strânse pentru diferite clase de maşini, care poate fi uşor măsurată la oricare maşină cu poli de comutaţie.

Valori experimentale pentru constanta ζ. Pentru anteproiecte şi pentru aprecierea calităţii comutaţiei sau a probabilităţii scânteierii pe baza ecuaţiilor ce determină pe E_m şi Θ_c (28.5) şi (28.8), este suficient să se adopte valoarea medie $\zeta = 5$. Pentru dimensionarea polilor de comutaţie şi a întrefierului respectiv δ_c, este însă adesea nevoie de o mai mare exactitate. Dacă se înseamnă cu h_d adâncimea crestăturii, cu b_c lăţimea crestăturii, cu l_{Fe} lungimea fierului activ, cu $l_f = \frac{l_s}{2} - l_{Fe}$ lungimea legăturilor frontale, în cm, unde l_s este lungimea desfăşurată a unei bobine, cu w_k numărul spirelor unei secţiuni, se poate adopta, cu o aproximaţie de $\pm$ 20 %:

$$\zeta = 0{,}6\,\frac{h_d}{b_c} + \frac{l_f}{l_{Fe}} + \frac{25 \cdot 10^4}{A\,l_{Fe}\,w_k\,v_a}, \tag{28.10}$$

în care w_k este numărul de spire ale unei secţiuni,

v_a — viteza periferică a rotorului,

A — încărcarea liniară a indusului.

In această ecuaţie se ţine seamă de principalele particularităţi constructive ale crestăturii şi ale bobinajului, cum şi de viteză, dar nu şi de influenţa destul de importantă a curenţilor turbionari, a variaţiei inductanţelor şi a rezistenţelor, a variaţiei lui β, etc., din care cauză trebue să ne aşteptăm la diferenţe sensibile între rezultatele calculului şi cele măsurate, mai cu seamă pentru valori mari a lui E_m.

In practică se pot folosi următoarele valori:

Maşini mici şi medii bobinate cu conductori flexibili	$(w_k > 1)$	$\zeta =$ 6...7	pentru $\delta_c =$	2...5 mm
Maşini medii bobinate cu bare	$(w_k = 1)$	$\zeta =$ 5...6	„ $\delta_c =$	4...8 „
Motoare pentru tracţiune şi macarale		$\zeta =$ 5...6	„ $\delta_c =$	4...8 „
Maşini lente cu lungime mică		$\zeta =$ 6...8	„ $\delta_c =$	6...10 „
Maşini lente cu lungime mare		$\zeta =$ 3,8...4,5	„ $\delta_c =$	10...25 „
Maşini mari şi rapide		$\zeta =$ 4...5	„ $\delta_c =$	12...30 „

29. **Concluzii asupra comutaţiei.** Lucrările făcute de S. B. Judiţchi duc la următoarele concluzii asupra cauzelor electrice ale scânteierii:

— Dacă în procesul comutaţiei sunt determinante rezistenţele ohmice din circuitul comutat, prin urmare, dacă acest circuit poate fi considerat ca având o inductanţă neglijabilă, nu apar scântei nici la închiderea lui prin scurtcircuitare de către perie, nici la deschidere.

— Dacă însă, în circuitul comutat predomină f.e.m. de autoinducţie, procesul de comutaţie depinde de valoarea f.e.m. $E_m - E_c = \Delta E_m$, şi anume: cât timp aceasta este mai mică decât o anumită valoare critică, comutaţia se va produce fără scânteieri; dar dacă ΔE_m este mai mare decât valoarea critică, în momentul ieşirii periei de pe lamela colectorului, se mai păstrează în bobina comutată o rezervă de energie electromagnetică, a cărei descărcare la deschiderea circuitului produce scânteiere la muchia de ieşire a periei.

— Dacă în procesul comutaţiei este dominantă f.e.m. indusă de câmpul exterior care se găseşte în zona de comutaţie, se poate produce scânteierea la muchia de intrare a periei, ca urmare a unei comutaţii accentuat accelerate; curentul se stabileşte din primul moment cu o mare intensitate, deşi suprafaţa de contact dintre lamelă şi perie este încă foarte mică; rezultă o densitate mare de curent, care produce scântei la marginea de intrare a periilor.

e) Mijloace pentru ameliorarea comutaţiei

α) *Condiţii electrice*

30. **Observaţii generale.** Condiţiile unei bune comutaţii se realizează destul de uşor pentru maşini puţin solicitate (cu E_m mic). La maşini mult solicitate, în special la cele mari şi rapide (E_m mare), condiţiile unei bune comutaţii sunt adesea destul de greu de realizat.

Din concluziile de mai înainte rezultă că mijlocul esenţial pentru asigurarea unei bune comutaţii este micşorarea sumei algebrice $E_m + E_c$.

Metoda care se foloseşte în acest scop este de a produce în zona de comutaţie un câmp exterior cu o astfel de valoare şi sens, încât f.e.m. E_c indusă de câmpul exterior în bobina aflată în curs de comutaţie, să echilibreze f.e.m. de autoinducţie (de comutaţie) E_m a acesteia sau să o micşoreze.

Aplicarea acestei metode duce la deplasarea periilor din zona neutră geometrică sau la introducerea unor poli suplimentari, numiţi *poli auxiliari* sau *poli de comutaţie*.

Pentru deplasarea periilor, trebue să se ţină seamă de cele ce urmează:

Dacă periile se găsesc în zona neutră geometrică, în spirele scurtcircuitate se induce şi o f.e.m. datorită rotaţiei acestor spire în câmpul indusului.

Această f.e.m. acţionează în acelaşi sens ca şi f.e.m. de autoinducţie (de comutaţie), şi anume întârziind comutaţia.

Dacă periile se deplasează din zona neutră geometrică astfel încât spirele scurtcircuitate să ajungă într'un câmp rezultant opus câmpului indusului, se induce o f.e.m. contrară f.e.m. de comutaţie, ceeace are ca urmare o accelerare a comutaţiei.

La funcţionarea maşinii ca generator, axa neutră se deplasează în sensul rotaţiei indusului cu un unghi α; periile trebue deplasate, deasemenea, în sensul rotaţiei, cu un unghi β, mai mare decât α.

In cazul funcţionării maşinii ca motor, deplasarea periilor trebue făcută în sens invers rotaţiei.

Metoda ameliorării comutaţiei prin deplasarea periilor nu este comodă, mai ales la maşinile cu sarcină variabilă; uneori ea este imposibil de aplicat, de exemplu la motoare reversibile. Deaceea, în general, maşinile se construesc cu poli auxiliari (de comutaţie).

31. **Polii auxiliari** trebue nu numai să anuleze câmpul magnetic al indusului în zona de comutaţie, ci să şi creeze în această zonă un câmp care să inducă în spirele scurtcircuitate o f.e.m. opusă f.e.m. de comutaţie. Este deci necesară o supracompensare a câmpului magnetic al indusului.

Circuitul polilor de comutaţie este decalat cu o jumătate de pas polar faţă de circuitul magnetic al polilor principali.

Proporţionalitatea dintre câmpul de comutaţie B_c şi curentul indusului I este condiţia de bază a unei bune comutaţii, cum rezultă din relaţia:

$$B_c = \zeta A. \tag{28.7}$$

Aceasta înseamnă că bobinajul polilor auxiliari trebue conectat în serie cu al indusului, iar circuitul magnetic al polilor de comutaţie trebue să fie foarte puţin saturat; deci secţiunea miezului polilor şi a jugului trebue să fie mari, dar mai cu seamă este necesar ca întrefierul să fie larg dimensionat.

La maşini mari şi sensibile se merge din această cauză cu δ_c atât de departe cât permite spaţiul disponibil pentru bobinajul polilor auxiliari, limita fiind $\delta_c \approx 40$ mm.

Forma curbei de repartiţie a câmpului de comutaţie are, deasemenea, o foarte mare importanţă. Distanţa până la vârfurile pieselor polare ale polilor principali trebue să fie totdeauna destul de mare, pentru ca acest câmp de comutaţie să se poată desvolta nestânjenit de scăpările de flux ale polilor principali. Deaceea, la maşini care funcţionează în condiţii grele, trebue să se prevadă pasul polar $\tau_p = \frac{\pi D}{2p} \geqslant 45$ cm şi $\alpha \leqslant 0{,}7$, din care cauză, numărul polilor va fi limitat.

Rolul câmpului produs de polii auxiliari este, în primul rând, acela de a compensa câmpul transversal al indusului în zona neutră geometrică.

Prin componenta transversală a câmpului indusului, câmpul rezultant este rotit, iar axa neutră reală este decalată în sensul rotaţiei la generator şi în sens opus rotaţiei la motor.

Deci, în zona neutră geometrică apare, la generator, un câmp care are aceeaşi polaritate ca aceea a polului principal precedent.

Acest câmp trebue compensat, ceeace necesită un câmp de sens contrar.

Deaceea, la generator, unui pol principal îi urmează în sensul rotaţiei un pol auxiliar de polaritate opusă; la motor, unui pol principal îi urmează un pol auxiliar de aceeaşi polaritate.

32. **Bobinajul de compensaţie.** La maşinile al căror regim de lucru implică mari supra încărcări, cu caracter de şocuri, experienţa a demonstrat că polii auxiliari nu mai sunt capabili să garanteze singuri o comutaţie satisfăcătoare.

In astfel de cazuri, miezul polilor auxiliari se saturează, dispersiunea creşte, iar fluxul respectiv nu mai creşte proporţional cu I; la aceasta contribue şi amortizările produse de curenţii turbionari, care întârzie stabilirea fluxului. Din aceste cauze, f.e.m. de comutaţie E_m capătă un rol preponderent, crescând mai repede decât f.e.m. E_c produsă de polii auxiliari, comutaţia capătă un caracter întârziat, densitatea de curent creşte sub muchia de ieşire a periei, unde se produce o scânteiere puternică, ce poate degenera într'un cerc de foc. Din aceleaşi motive, fluxul transversal al indusului nu mai poate fi compensat de polii auxiliari şi rotirea câmpului rezultant produce tensiuni între lamelele colectorului, care pot depăşi tensiunile admisibile, ceeace favorizează, deasemenea, formarea cercului de foc pe colector.

Cercul de foc pe colector este un fenomen foarte periculos, deoarece produce deteriorarea colectorului şi a maşinii. El a fost studiat de A. I. Moscvitin şi în mod foarte amănunţit de O. V. Bron şi B. S. Alexandrov. Pentru evitarea lui se folosesc mai multe metode, cum sunt: confecţionarea din tole a polilor auxiliari pentru înlăturarea curenţilor turbionari, stabilirea unei comutaţii accelerate în regim normal, cum şi introducerea unui bobinaj suplimentar, numit *bobinaj de compensaţie* pentru compensarea câmpului transversal al indusului.

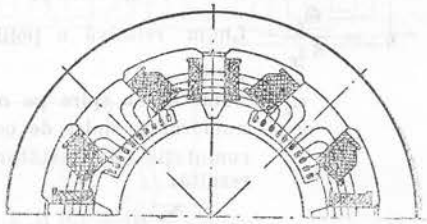


Fig. 46. Maşină cu bobinaj de compensaţie (secţiune schematică).

Acest bobinaj se montează în crestături practicate în piesele polare ale polilor principali (fig. 46). El se conectează în serie cu bobinajul indusului şi cu bobinajul polilor auxiliari.

Crestăturile bobinajului de compensaţie sunt complect închise, iar bobinajul este în bare.

Acest bobinaj echilibrează f.m.m. a indusului pe porţiunea din dreptul pieselor polare; în spaţiul dintre poli, acest rol îl îndeplinesc polii auxiliari care produc în acelaşi timp şi câmpul necesar pentru compensarea f.e.m. de comutaţie E_m din spirele aflate în curs de comutare.

Prin acţiunea comună a bobinajului de compensaţie şi a polilor auxiliari, câmpul transversal al indusului este în întregime compensat, şi comutaţia, perfect satisfăcătoare. Tipul de maşină de curent continuu prevăzut cu aceste două mijloace este cel mai desăvârşit din acest punct de vedere.

Bobinajul de compensaţie este însă costisitor şi complică construcţia maşinii. Deaceea, el se utilizează în special la maşinile de mare putere, destinate să funcţioneze în regimuri de supraîncărcări mari şi numai după ce s'au epuizat toate celelalte mijloace de limitare a rotirii câmpului, ca: întrefier mare, saturaţie mare a dinţilor, încărcare liniară redusă a indusului.

33. **Determinarea numărului spirelor polilor de comutaţie şi ale bobinajului de compensaţie.** O bună comutaţie necesită un câmp al polilor de comutaţie proporţional cu curentul din rotor şi dirijat în sens contrar câmpului rotoric. Aceasta înseamnă o caracteristică liniară:

$$B_c = f(I_a),$$

unde B_c este valoarea medie a inducţiei din zona de comutaţie şi I_a curentul din indus; aceasta se poate obţine printr'un întrefier δ_c mare şi o saturaţie mică în fierul circuitului magnetic respectiv. Tensiunile magnetice în fier pot fi, în cele mai multe cazuri, neglijate faţă de aceea din aer ($AS_\delta = 1{,}6\ B_c\ \delta_c$) sau trebue stabi-

lite conform regulilor arătate în subcapitolul *B*. La calcularea secţiunii polului de comutaţie trebue să se ţină seamă că scăpările de flux sunt foarte mari; la maşini compensate se poate lua $\sigma = 2 \cdots 3$ şi la cele necompensate, $\sigma = 4 \cdots 5$, iar fluxul care va trece prin miezul polului de comutaţie va fi $\sigma \cdot \Phi_c$, dacă Φ_c este fluxul obţinut în întrefier. O altă condiţie care trebue respectată este ca inducţia în jug B_{js} produsă de fluxul principal să fie atât de mică, chiar la suprasarcină, încât, prin intervenţia fluxului suplimentar $\sigma \cdot \Phi_c/2$, să nu rezulte deformare apreciabilă a caracteristicei.

Notând cu:

$\Sigma H \cdot l$ — tensiunea magnetică pentru porţiunea de circuit din interiorul fierului (jug, miez, dinţi şi rotor);

Θ_c — f.m.m. a unei perechi de poli de comutaţie (în bobinaj concentrat sau repartizat);

$\eta = \dfrac{\Theta_c}{A\tau_p}$ — f.m.m. relativă a polilor de comutaţie raportată la f.m.m. a rotorului;

w_c — numărul de spire pe miezul unui pol de comutaţie;

w_{cs} — numărul de spire de compensaţie, corespunzătoare unui pol de comutaţie (în crestăturile piesei polare a polului principal), rezultă:

$$\sum Hl + 1{,}6\, B_c\, \delta_c = \Theta_c - A\tau_p, \tag{33.1}$$

de unde:

$$\Theta_c = 1{,}6\, B_c\, \delta_c + A\tau_p + \sum Hl; \tag{33.2}$$

dar, deoarece la legarea în serie a bobinajelor de compensaţie şi a bobinajelor polilor de comutaţie, $\Theta_c = 2\,(w_c + w_{cs})\, I_a$, rezultă:

$$w_c + w_{cs} = \frac{\eta}{2}\,\frac{w}{2ap}; \tag{33.3}$$

(a şi p au acelaşi înţeles ca mai înainte, w este numărul total de spire ale indusului).

O compensare complectă conduce la $A_c = -A$, notând cu A_c încărcarea liniară a bobinajului de compensaţie, de unde rezultă că:

$$w_{cs} = \frac{\alpha}{2}\,\frac{w}{2ap}, \tag{33.4}$$

dacă arcul polar $\alpha\,\tau_p$ este complect folosit.

Rezultă, deasemenea:

$$w_c = \frac{\eta - \alpha}{2}\,\frac{w}{2ap}. \tag{33.5}$$

La maşini fără bobinaj de compensaţie (necompensate) $w_{cs} = 0$.

La bobinaje buclate ($a = p$), cu un număr mic de spire (w), se obţin, adeseori pentru w_c şi w_{cs}, valori foarte mici. In acest caz, se poate împărţi întregul bobinaj în două (nu mai multe) grupe în paralel, astfel încât o ramură să cuprindă

numai polii de acelaşi nume şi în plus, câteva bare de compensaţie (până la 4). Un exemplu se dă în fig. 47.

34. **Mijloace pentru micşorarea tensiunii mijlocii de comutaţie E_m.** Relaţia stabilită pentru E_m nu dă decât o valoare mijlocie, şi ca atare, toate variaţiile în timp şi spaţiu ale acestei tensiuni, care se neglijează în calcule, trebue să fie

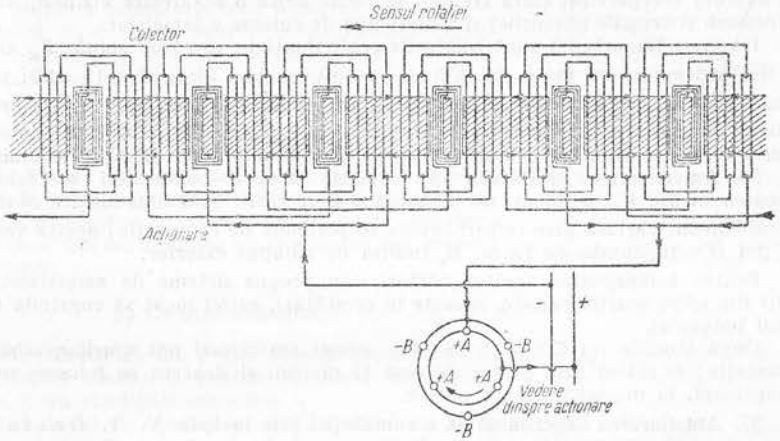


Fig. 47. Bobinaje de comutaţie şi compensaţie conectate pe două căi în paralel.

suportate de periile de cărbune. Deoarece, cu cât E_m creşte, cu atât comutaţia devine mai grea, trebue ca fiecare dintre factorii de care depinde E_m să fie ţinuţi la valori cât de mici posibile. (A se vedea formulele 28.5 şi 28.10). De câte ori este posibil, se va lua $w_k = 1$, deci se va prefera bobinarea în bare; prin inducţii mari se va scurta l_{Fe} cât se poate de mult; prin crestături largi şi puţin adânci se va reduce valoarea lui ζ; dintre toţi factorii, cel mai important este A, pentru care s'au stabilit valori experimentale corespunzătoare lui v_o sau lui v_k, viteza periferică a colectorului. Aceste valori nu pot fi atinse la maşini mici sau medii, din cauza încălzirii, dar pot fi realizate la maşini mari şi, în special, la cele cu turaţie înaltă. La astfel de maşini, se poate lua la limită $A \approx 900 \ldots 1\,000$ A/cm, pentru o scurtă suprasarcină şi o comutaţie fără scântei; la mers continuu cu sarcină nominală, A trebue să rămână însă sub 500 A/cm. La maşini cu turaţie joasă, A şi E_m pot fi mai mari, deoarece dificultăţile de contact la colector, care au un rol important în scânteiere, scad odată cu viteza de rotaţie. Curba din fig. 48 dă valorile limită ale densităţii de curent liniare a indusului, A, în funcţie de viteza periferică a indusului.

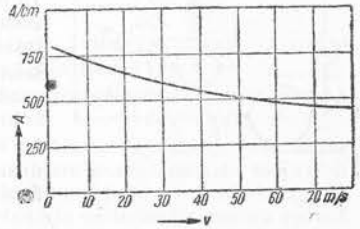


Fig. 48. Curba valorii limită a densităţii de curent lineare a indusului în funcţie de viteza periferică.

35. **Bobinajul indusului.** Afară de condiţiile indicate în subcapitolul respectiv despre alegerea bobinajului rotoric, mai trebue respectate o serie de reguli experi-

mentale, mai cu seamă pentru maşinile cu $E_m > 3$ V şi cu $w_k = 1$. Pentru astfel de maşini, adică pentru aproape toate, afară de cele foarte mici, trebue ca numărul de crestături pe pol $Z/2p \geqslant 11$, oricare ar fi numărul u de mănuchiuri alăturate în crestătură; pentru $u > 1$, $Z/2p$ trebue să fie un număr fracţionar ($\geqslant 11\frac{1}{2}$). In sfârşit, trebue folosit bobinajul în trepte. Cele mai bune rezultate le dau bobinajele cu $u=1$ şi $u=2$, dar se pot utiliza avantajos şi bobinaje cu $u=3 \ldots 6$. Cu un bobinaj nerepartizat (fără trepte), se poate evita o scânteiere vizibilă, dar nu totdeauna şi arsurile (ciupirile) şi schimbarea de culoare a lamelelor.

De mare importanţă sunt legăturile echipotenţiale, al căror număr Z_a trebue să fie totdeauna mai mare decât 5; la maşini mari se alege $Z_a = 15 \ldots 20$; iar în cazuri grele se leagă fiecare spiră $Z_a = u\, Z/p$. Aceasta este valabil pentru oricare bobinaj, dar în special pentru cele dublu închise (ondulate şi buclate) deoarece, prin numeroase legături echipotenţiale se pot anula micile greşeli de simetrie.

36. **Amortizori în crestături.** In calculele asupra comutaţiei se foloseşte valoarea medie E_m a f.e.m. de comutaţie. Cercetările mai amănunţite arată că această f.e.m. variază prin salturi brusce în perioada de comutaţie; aceste variaţii nu pot fi compensate de f.e.m. E_c indusă de câmpul exterior.

Pentru compensarea acestor vârfuri s'au propus sisteme de amortizori formaţi din spire scurtcircuitate, aşezate în crestături, astfel încât să cuprindă bobinajul indusului.

După studiile lui C. I. Şenfer, aceşti amortizori pot ameliora simţitor comutaţia; ei ridică însă preţul de cost al maşinii şi deaceea se folosesc numai excepţional, la maşini de mare putere.

37. **Ameliorarea experimentală a comutaţiei prin metoda** V. T. Casianov Se constată că, în general, maşinile de tip nou, deşi proiectate cu luarea în consideraţie a tuturor condiţiilor teoretice ale unei bune comutaţii, scânteiază totuşi. Acest fapt se datoreşte aproximaţiilor de calcul; practic, totdeauna există o diferenţă de f.e.m. în circuitul de comutaţie.

Deaceea, comutaţia unor astfel de maşini trebue ajustată înainte de darea lor în funcţionare.

Una dintre metodele de ajustare, care permite să se stabilească repede cauzele comutaţiei defectuoase, este cea folosită de V. T. Casianov la fabrica «Electrosila». Montajul folosit este cel indicat în fig. 49. In bobinajele polilor de comutaţie D şi în cele de compensaţie C ale maşinii care se studiază A, se introduce un curent suplimentar reglabil I_k, într'un sens sau în celălalt cu ajutorul unui generator auxiliar G, excitat separat. In bobinajul polilor de comutaţie şi în cel de compensaţie circulă deci curentul total $I = I_a \pm I_k$, I_a fiind curentul în indus. Maşina care se studiază poate fi încărcată debitând în reţea, sau poate fi pusă în regim de scurtcircuit. Se trasează curbele $\frac{I_k}{I_n} \cdot 100 = f(I_a)$, dela care maşina începe să scânteieze (fig. 50), I_n fiind curentul nominal al maşinii. In gol, curentul suplimentar I_k, circulând fie într'un sens, fie în celălalt, produce în circuitul comutat o f.e.m. suplimentară ΔE_c; scânteile încep să se producă îndată ce $\Delta E_c > 1 \ldots 1{,}5$ V, în funcţie de calitatea periilor. Punctele corespunzătoare de pe curbă (fig. 50) sunt A şi B. Pe măsură ce creşte sarcina I_a, zona de pe diagramă,

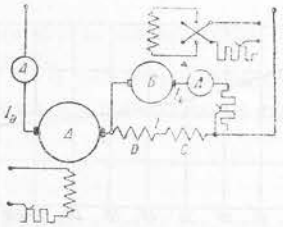


Fig. 49. Schema montajului pentru studiul ameliorării comutaţiei.

lipsită de scânteieri, se restrânge din cauza diferitelor surplusuri ale f.e.m. de comutaţie E_m care cresc cu sarcina şi curbele se apropie treptat de axa absciselor, întretăindu-se într'un punct C_1, C_2 sau C_3, care depinde de perfecţiunea compensării f.e.m. E_m. Dacă $E_c = E_m$ (compensare exactă), diagrama este cea reprezentată în fig. 50 *a*, zona lipsită de scânteieri fiind reprezentată prin suprafaţa ABC_1. Până în punctul C_1 se obţine o comutaţie fără scântei.

Dacă $E_c < E_m$ (compensare insuficientă, comutaţie întârziată), punctul de întretăiere se află deasupra axei absciselor, cum se vede în fig. 50, *b*. Scânteierea începe dela o sarcină $\overline{Od}$ mai mică decât în primul caz. Comutaţia trebue ameliorată, mărind f.m.m. a polilor de comutaţie sau micşorând întrefierul. Figura 50 *c* reprezintă aceeaşi diagramă în cazul $E_c > E_m$ (supracompensare, comutaţie accelerată). In acest caz, comutaţia se poate ameliora micşorând f.m.m. a polilor de comutaţie sau mărind întrefierul.

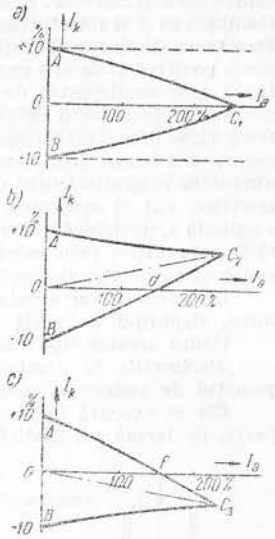


Fig. 50. Curbele de delimitare a zonelor de bună comutaţie: (*a*) compensare exactă $E_c = E_m$; (*b*) compensare insuficientă $E_c < E_m$; (*c*) supracompensare $E_c > E_m$.

β) *Condiţii mecanice*

38. **Colectorul.** Cel puţin aceeaşi importanţă ca şi condiţiile electrice, pentru un mers fără scânteiere, o au condiţiile mecanice.

Colectorul nu trebue să aibă numai un mers liniştit şi fără trepidaţii, ci să fie şi omogen şi să aibă o rezistenţă mecanică îndeajuns de mare, astfel încât să se comporte ca un inel omogen. Primele condiţii se pot controla uşor în mers şi se pot remedia prin strunjire, şlefuire, etc. Ultimele condiţii sunt, în general, mult mai greu de realizat, iar neîndeplinirea lor este greu de descoperit. Această neîndeplinire nu se poate observa, în general, decât la mers în plină sarcină, prin apariţia unor scânteieri, care nu pot fi reduse numai prin mijloace electrice (modificarea câmpului de comutaţie, schimbarea periilor, etc.); în astfel de cazuri, este nevoie de strunjire şi şlefuire foarte atentă şi minuţioasă, iar colectorul trebue strâns şi încercat din nou.

Precizia uzinajului colectorului are deci o importanţă considerabilă pentru o bună comutaţie.

39. **Simetria construcţiei.** Pe lângă simetria electrică, exprimată prin regulile de bobinaj, o importanţă aproape tot atât de mare o are simetria mecanică sau geometrică. Prin aceasta, maşinile de curent continuu, în special cele bobinate buclat, se deosebesc de maşinile fără colector (motoarele de inducţie pentru curent alternativ), unde astfel de disimetrii prezintă o mai mică importanţă. Diferenţe de circa 1 mm în întrefierul polilor principali favorizează scânteierea; la diferenţe de 2—3 mm, comutaţia maşinii este deranjată, cu toate legăturile echipotenţiale. Dar şi alte disimetrii privind, de exemplu, distanţele vârfurilor pieselor polare, aşezarea suporţilor portperiilor, pasul lamelelor, rezistenţele ohmice ale legăturilor, nu trebue să depăşească anumite limite, în genere foarte mici.

40. **Perii şi portperii.** *Periile.* De o mare importanţă, aproape hotărîtoare asupra comutaţiei, este calitatea periilor şi a portperiilor. La maşinile de curent continuu se folosesc aproape exclusiv periile de cărbune grafitat şi de grafit şi

numai la maşinile de joasă tensiune (până la 30 V), perii de cupru grafitat sau de bronz grafitat.

Ele trebue să îndeplinească diferite condiţii calitative, dintre care, cea mai importantă, de care depinde o bună comutaţie, este căderea de tensiune la contactul dintre perie şi colector. Această cădere de tensiune depinde de mulţi factori: materialul periei şi al colectorului, densitatea de curent, starea suprafeţei colectorului, etc. Deobicei se ia în consideraţie, ca dată caracteristică, suma căderilor de tensiune de sub peria pozitivă şi de sub cea negativă, ele nefiind egale. A doua caracteristică importantă este coeficientul de frecare μ, în special, pentru colectori cu mare viteză periferică. In această privinţă, cele mai bune perii sunt cele grafitate pe cale electrică ($\mu = 0{,}1 \ldots 0{,}15$); apoi cele de grafit, cu $\mu = 0{,}18 \ldots 0{,}25$. Periile de cărbune curat, din cauza coeficientului lor mare de frecare, ($\mu = 0{,}3 \ldots 0{,}35$), se folosesc numai la maşinile lente. O bună perie trebue să mai aibă şi alte calităţi, atât electrice, cât şi mecanice. De exemplu: posibilitatea de a se lustrui, formând o «oglindă», rezistenţa mecanică, durata de funcţionare, etc. In vederea ameliorării comutaţiei prin mărirea rezistenţei circuitului de comutaţie, s'a preconizat construirea de tipuri speciale de perii cu rezistenţă mărită (S. B. Judiţchi).

La unele dintre aceste tipuri de perii, condiţiile de funcţionare au fost foarte bune, depăşind cu mult performanţele periilor normale.

Uzura acestor tipuri de perii este însă mai mare decât a celor normale.

Portperiile. Şi acestea s'au dovedit, deasemenea, un organ important din punctul de vedere al comutaţiei.

Ele se execută în prezent, aproape fără excepţie, în formă de casetă, în care peria, de formă prismatică, este apăsată pe colector printr'un arc şi poate să se deplaseze în sensul apăsării. Unghiul faţă de tangenta la colector poate fi de 90° (portperii radiale), (fig. 51) sau de 55° ... 70° (portperii oblice), (fig. 52). Importante sunt dimensiunile profilului: lăţimea în direcţie axială nu trebue să depă ească 3 ... 4,5 cm, cu o înălţime de 4 ... 5 cm pentru acoperire normală de 2 ... 3 cm, spre a fi siguri că peria va face contactul pe toată suprafaţa pentru viteze diferite. Şi jocul dintre perie şi casetă influenţează mersul mecanic şi, indirect, eventuala scânteiere; el nu trebue să depăşească câteva zecimi de milimetru.

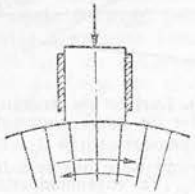


Fig. 51. Port perie radială (schematic).

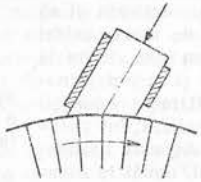


Fig. 52. Port perie oblică (schematic).

Mai toate condiţiile arătate sunt valabile pentru condiţii de comutaţie grele, adică pentru valori mari ale tensiunii de comutaţie E_m care, în mod obişnuit, este aleasă drept criteriu al sensibilităţii electrice. Maşinile mici şi lente, cu $E_m \leqslant 2 \ldots 3$ V, pot suporta unele greşeli de bobinaj şi lipsuri de simetrie, care, la maşini mari, ar conduce la perturbări în comutaţie. Cele mai sensibile sunt maşinile mari cu turaţie mare ($E_m = 6 \ldots 12$ V), care au deobicei un mare număr de poli şi la care condiţiile de simetrie mecanică sunt greu de îndeplinit.

C. Pierderile şi randamentul maşinii de curent continuu

a) Pierderile

41. Observaţii generale. Pierderile în maşinile electrice sunt relativ mici; astfel, în maşinile de curent continuu de mare putere, ele reprezintă 4 ... 7 % din puterea furnizată, iar în unele maşini de curent alternativ, ele reprezintă abia 2 ... 3 % din această putere.

Totuşi, problema pierderilor are o mare însemnătate, atât din punct de vedere al bunei folosiri a energiei, cât şi, mai ales, din punctul de vedere al încălzirii maşinii.

Pierderile se împart în patru grupe principale: în cupru, în fier, mecanice (prin frecări în lagăre şi aer) şi suplimentare.

Clasificarea pierderilor se poate face în mai multe feluri. In cele ce urmează se foloseşte o clasificare în care pierderile suplimentare sunt tratate împreună cu pierderile în cupru.

A. *Pierderi în cupru:*

— Pierderi normale în bobinajul rotorului (indusului).

— Pierderi suplimentare în bobinajul rotorului, prin curenţi turbionari, datorite comutaţiei.

— Pierderi suplimentare în bobinajul rotorului, prin curenţi turbionari, datorite saturaţiei dinţilor.

— Pierderi suplimentare diverse, datorite curenţilor turbionari.

— Pierderi în bobinajul polilor.

— Pierderi la contactul dintre perii şi colector.

B. *Pierderi în fier:*

— Pierderi prin hysteresis.

— Pierderi prin curenţi turbionari.

— Pierderi diverse.

C. *Pierderi mecanice:*

— Pierderi prin frecarea periilor.

— Pierderi prin frecări în lagăre.

— Pierderi prin ventilaţie.

42. Pierderile în cupru.

α) *Pierderi normale în bobinajul indusului.* Se notează cu:

I_n — curentul nominal, în A;

I_a — curentul în indus, în A;

i_e — curentul în excitaţia în derivaţie, în A;

l_s — lungimea medie a unei spire a indusului, în m;

s — secţiunea unui conductor din indus, în mm²;

R_a — rezistenţa bobinajului rotoric, la rece, în Ω;

θ — temperatura bobinajului în timpul funcţionării, în °C;

α — coeficientul de corecţie al rezistivităţii conductorului în funcţie de temperatură; pentru cupru, $\alpha = 1 + 0{,}004\ (\theta - 15)$;

p_{Cu} — pierderile ohmice în bobinajul indusului, în W.

Pierderile ohmice normale în bobinajul indusului sunt:

$$p_{Cu} = \alpha \cdot R_a \cdot I_a^2, \tag{42.1}$$

unde $I_a = I_n + i_e$, în cazul excitaţiei în derivaţie pentru generator, şi $I_a = I_n - i_e$, idem, pentru motor.

Pentru $2a$ căi de curent şi w spire în rotor:

$$p_{Cu} = \alpha \frac{w l_s}{4a^2 S \sigma} \cdot I_a^2 \tag{42.2a}$$

($\sigma = 57\ S$ m/mm² la 15°C pentru cupru).

In locul conductivităţii σ se poate introduce rezistivitatea ρ care, pentru cupru, este egală cu 0,01754 Ω mm²/m. In acest caz:

$$p_{Cu} = \alpha \frac{w l_s \rho}{4a^2 S} I_a^2. \tag{42.2b}$$

Lungimea medie a spirei l_s este, în primă aproximaţie:

$$l_s = 10^{-2}\left(8\frac{r}{p} + 2\,l + 6\right)\ [\mathrm{m}], \tag{42.3}$$

unde r este raza rotorului şi l — lungimea totală a fierului activ, inclusiv canalele de ventilaţie, în cm. Pentru un calcul mai precis se poate scrie (fig. 53):

$$l_s = 10^{-2}\left(2\,l + 4\,q + 5\,h_d\right)\ [\mathrm{m}], \tag{42.4}$$

unde q este porţiunea din legătura frontală, indicată în figură.

In cazul bobinajului diametral:

$$q = \frac{(r - h_d)\,\pi}{p\sqrt{1 - \left(\frac{b_c}{\tau_c}\right)^2}}, \tag{42.5}$$

cu notaţiile din fig. 53.

Pentru calcule comparative şi de proiectare se poate folosi formula de mai jos, care nu necesită cunoaşterea detaliilor de bobinaj. Ţinând seamă că greu-

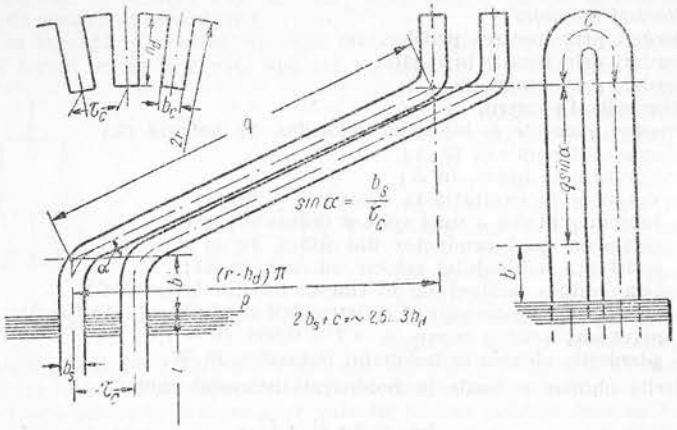


Fig. 53. Capăt de bobină.

tatea cuprului rotoric este $G_a = W\,l_s\,S\,\gamma_{Cu}\,10^{-3}$ kg ($\gamma_{Cu} = 8{,}9$ g/cm³) şi că densitatea de curent este $J_a = \frac{I_a}{2\,a\,S}$ [A/mm²], rezultă că:

$$p_{Cu} = \frac{\alpha\,G_a\,J_a^2\,10^3}{\sigma\,\gamma_{Cu}} = 2{,}45\,G_a\,J_a^2\ [\mathrm{W}] \tag{42.6}$$

pentru $\theta = 75°$, $\alpha = 1{,}24$, iar $\sigma = 57$ şi $\gamma_{Cu} = 8{,}9$.

β) *Pierderi suplimentare în bobinajul rotoric, datorite comutaţiei.* Afară de pierderile ohmice normale, în bobinajul rotoric se produc şi pierderi suplimentare,

datorite curenţilor turbionari, care sunt foarte importante şi de care trebue să se ţină seamă totdeauna, în cazul bobinajelor în bare şi, mai ales, la maşinile mari şi rapide. O primă categorie a acestor pierderi o formează pierderile din bobinele comutate, datorite variaţiei f.m.m. a acestor bobine în timpul comutaţiei. F.m.m. a crestăturii Θ_c este:

$$\Theta_c = \frac{2\,u\,w_k\,I_a}{2\,a}, \tag{42.7}$$

pentru un bobinaj în două straturi, w_k fiind numărul de spire pe secţiune, iar u, numărul de mănunchiuri alăturate într'o crestătură.

Ea produce un câmp al crestăturii (fig. 54), care îşi schimbă sensul şi produce prin aceasta curenţi turbionari în barele bobinajelor din crestătura respectivă, la fiecare inversare a curentului principal. Intensitatea acestor curenţi creşte dela

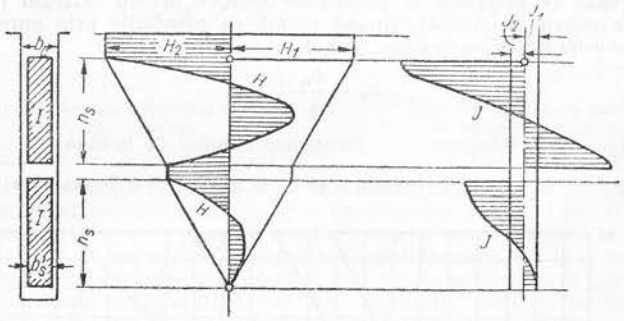


Fig. 54. Distribuţia câmpului şi a curenţilor turbionari în crestătură.

fundul crestăturii către exterior, astfel încât conductorii din afară sunt cei mai expuşi încălzirii produse de aceşti curenţi turbionari.

Pierderile datorite acestor curenţi sunt greu de stabilit pe baze pur teoretice. Practic, ele se pot calcula cum urmează:

Se calculează întâi următoarele elemente:

Inălţimea redusă a barei:

$$\xi = h_s\sqrt{\frac{f}{50}\,\frac{b_c'}{b_c}\,\frac{\sigma}{50}\,10^{-4}},$$

şi factorul:

$$\gamma = \frac{31\,p}{\xi^2}\,\frac{\beta + u - 1}{k},$$

în care $f = \frac{p\,n}{60}$ este frecvenţa maşinii, în Hz;

k — numărul de lamele pe colector;

$b_c' = u \cdot b_s$ — lăţimea activă a cuprului, în cm;

b_c — lăţimea crestăturii;

σ — conductivitatea cuprului cald (40 ... 46 · S m/mm²);

$\beta = b_c/\tau_k$ — coeficientul de acoperire a periei şi

u — numărul de bare alăturate în crestătură.

Se calculează apoi pierderile respective în cuprul din crestătură, cu ajutorul relaţiei practice:

$$p_{sp} = p'_{Cu} \frac{3\xi^2}{2+\gamma} \; [W,] \tag{42.8}$$

p'_{Cu} fiind pierderea ohmică normală, respectivă, din crestătură.

Se poate proceda şi altfel, stabilind un coeficient de majorare al pierderilor ohmice normale, care ţine seamă de aceste pierderi suplimentare. Se notează:

$$p_{sp} + p'_{Cu} = k_n \, p'_{Cu} \, . \tag{42.9}$$

Din relaţia (42.8) rezultă:

$$k_n = 1 + \frac{3\,\xi^2}{2+\gamma} \, . \tag{42.10}$$

Coeficientul de majorare al pierderilor ohmice pentru întregul bobinaj (cu secţiunea de cupru constantă), ţinând seamă că pierderile prin curenţi turbionari datorite comutaţiei se produc numai în crestătură, este:

$$k_c = \frac{k_n + \lambda}{1+\lambda} \, , \tag{42.11}$$

în care:

$$\lambda = \frac{l_c}{l_{Fe}} = \frac{l_s - 2\,l_{Fe}}{2\,l_{Fe}} = \frac{\text{(lungimea capului de bobină)}}{\text{(lungimea bobinei din interiorul crestăturii)}} \tag{42.12}$$

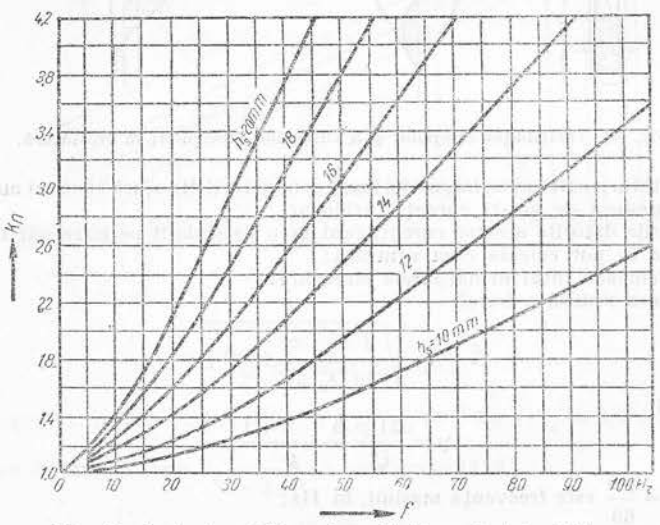


Fig. 55. Curbe $k_n = f(f)$ pentru diferite valori ale lui h_s.

Pierderile prin curenţi turbionari datorite comutaţiei (p_{sp}) cresc cu frecvenţa şi cu adâncimea crestăturii; ele pot avea, în anumite cazuri, valori considerabile şi pot depăşi cu mult pierderile ohmice normale. Curbele din fig. 55 dau valorile lui k_n în funcţie de f, pentru diverse valori a lui h_s.

γ) *Pierderi suplimentare în bobinajul rotoric, datorite saturaţiei dinţilor.* O altă cauză de pierderi prin curenţi paraziţi în conductorii masivi este marea saturaţie a dinţilor B_d, care are drept consecinţă trecerea unei părţi din flux prin interiorul crestăturilor (fig. 56). Inducţia neuniformă creată poate fi descompusă în componente radiale şi tangenţiale faţă de rotor. Primele induc în conductori f.e.m. utilă, iar celelalte produc curenţi turbionari în conductorii exteriori şi chiar în cei interiori, în cazuri de saturaţii mari ale dinţilor. Curenţii turbionari longitudinali produşi de inducţia radială pot fi, în general, neglijaţi; în cazuri speciale, de exemplu în cazul crestăturilor late şi al întrefierului redus, ei pot fi reduşi la o valoare neglijabilă, prin secţionarea conductorilor în sensul lăţimii lor (fig. 57).

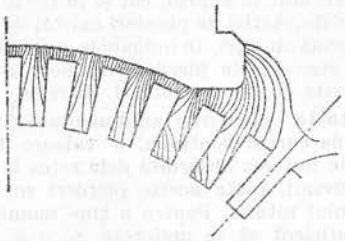


Fig. 56. Pătrunderea fluxului în interiorul crestăturilor.

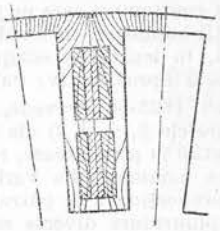


Fig. 57. Divizarea barelor în vederea micşorării curenţilor turbionari.

Calculul precis al pierderilor datorite inducţiei tangenţiale, în care s'ar ţine seamă de forma pieselor polare şi a dinţilor, este foarte anevoios; în practică sunt satisfăcătoare relaţiile aproximative care dau pierderile specifice pe unitatea de volum de cupru aflat în crestături, respectiv pierderile totale:

$$p'_{ss} = k_s \sigma h_s^2 f^2 \left(\frac{B_d}{1\,000} - 16 \right)^2 10^{-12} [W/cm^3] \tag{42.13}$$

$$p_{ss} = 2\,W\,l_{Fe}\,s\,p'_{ss} [W,] \tag{42.14}$$

în care h_s este înălţimea barei, în cm;
S — secţiunea barei, în cm²;
f — frecvenţa în Hz;
B_d — inducţia în dinte în gauşi, şi
k_s — o constantă experimentală, dedusă din măsurarea experimentală a pierderilor pe diverse maşini şi care are ordinul de mărime ≅ 6.

Aceste pierderi, care apar şi la mersul în gol, pot încărca foarte mult bobinajul pentrucă sunt proporţionale cu h_s^2, f^2 şi $\left(\frac{B_d}{1\,000} - 16\right)^2$. De exemplu, pentru valorile, de altfel destul de reduse, $h_s = 1{,}4$ cm; $f = 50$; $B_d = 20\,000$ şi $\sigma = 50 \cdot 10^4$ (temperatura de 50°C), rezultă $p'_{ss} = 0{,}237$ W/cm³, deci în bobinaj se stabileşte, la mersul în gol, un curent cu densitatea:

$$J_s = \sqrt{0{,}237 \cdot 50} = 3{,}44 \text{ A/mm}^2 \approx 2/3 \text{ din curentul normal.}$$

Din cauza pierderilor suplimentare $p_{sp} + p_{ss}$, adâncimea crestăturii şi saturaţia dinţilor sunt foarte îngrădite mai ales la turaţii înalte (frecvenţă mare);

dacă este nevoie să se adopte valori mari pentru h_d şi B_d, trebue să se recurgă la conductori alcătuiţi din fire răsucite împreună (cabluri) în loc de bare, ceeace duce la pierderi ohmice mai mari decât în cazul barelor, din cauza micşorării secţiunii, dar se reduc aproape complect pierderile mai importante, datorite curenţilor turbionari.

δ) *Pierderi suplimentare diverse.* Afară de pierderile suplimentare descrise, care se pot calcula pe baza unor formule aproximative, există şi alte pierderi suplimentare datorite tot curenţilor turbionari, atât în cuprul, cât şi în fierul maşinilor de curent continuu şi care nu pot fi calculate. Astfel de pierderi există, de exemplu, în suporţii bobinelor, în bandajele de sârmă de oţel, în buloanele de strângere ale indusului, în legăturile echipotenţiale, etc. Aceste pierderi nu pot fi evaluate decât foarte aproximativ; valoarea lor este cuprinsă deobicei, între p_{sp} şi $2\ p_{sp}$.

STAS 1893-50 prevede, pentru toate pierderile suplimentare (incluse în subparagrafele β, γ şi δ) ale maşinilor de curent continuu, o valoare de 1 % din puterea utilă la generatoare, respectiv din puterea absorbită dela reţea la motoare, la sarcina nominală. La variaţii ale sarcinii, toate aceste pierderi suplimentare variază proporţional cu pătratul curentului rotoric. Pentru a ţine seamă de pierderile suplimentare diverse este deci suficient să se majoreze $p_{sp}+p_{ss}$ până la valoarea de 1 % indicată în STAS 1893-50, la sarcina nominală, şi redusă proporţional cu pătratul curentului rotoric, la alte sarcini.

ε) *Pierderile în bobinajul polilor.* Notând, pentru orice fel de poli şi de bobinaje, cu:

w_p — numărul de spire pe un pol (principal sau auxiliar);
l — lungimea medie a unei spire, în m;
s — secţiunea unei spire, în mm²;
n — numărul căilor în paralel ale bobinajului polului;

se stabileşte imediat că rezistenţa, în ohmi, a unui bobinaj cu $2p$ poli într'o maşină este:

$$R = \frac{2p \cdot w_p \cdot l}{n^2\, s\sigma},$$

iar pierderile totale respective sunt:

$$p_{es} = \alpha\, R_t\, I^2 \text{ [W]}, \tag{42.15}$$

unde R_t este rezistenţa totală a bobinajelor polilor aflaţi în serie cu indusul (bobinaj de compensaţie, de comutaţie, de compoundare sau poli principali în cazul excitaţiei serie). In mod aproximativ l se determină astfel:

$$\left.\begin{aligned}
&\text{a) } l_{cs} = \xi_{cs}\, l_s && \text{în m, pentru bobinajul de compensaţie;}\\
&\text{b) } l_c = \xi_c\, 2{,}4\ (A_c + L_c) && \text{în m, pentru polii de comutaţie (fig. 58);}\\
&\text{c) } l_p = 2\ (A_h + L_p) + 2\pi\left(\lambda + \frac{C}{2}\right) && \text{în m, pentru polii principali (fig. 59),}
\end{aligned}\right\} \tag{42.16}$$

cu notaţiile din figurile respective.

Factorii ξ_{cs} şi ξ_c corespund legăturilor dintre poli şi trebue determinaţi pe baza desenelor respective.

Pentru bobinajele de compoundare, l se stabileşte după modul cum sunt aşezate spirele, lateral, la fund sau la faţă (fig. 60). Pierderile în bobinajul de excitaţie în derivaţie sunt:

$$p_{ed} = \alpha\, R_e\, i_e^2 \text{ [W]}. \tag{42.17}$$

Pentru determinarea rezistenţei R_e, lungimea l a spirei respective se stabileşte cu ajutorul formulei (42.16. c).

ζ) *Pierderile la perii.* Intre peria de cărbune şi lamelele colectorului în mişcare se produce o cădere de tensiune care depinde de densitatea curentului J, de sensul curentului, de presiunea periei pe colector şi de viteza periferică a acestuia v_k. Pentru periile folosite în prezent, $e \approx 2$ V în total pentru ambele polarităţi, astfel că în primă aproximaţie se poate considera, pentru suma pierderilor la perii a maşinii:

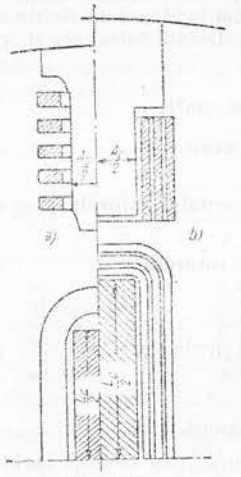


Fig. 58.
Bobinaje de comutaţie.

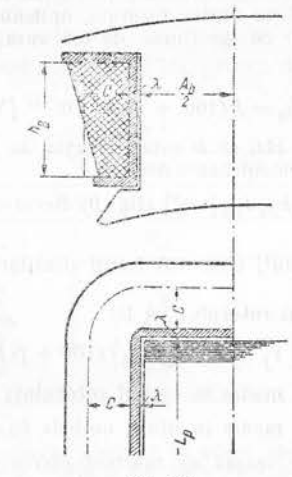


Fig. 59.
Bobinaj de excitaţie.

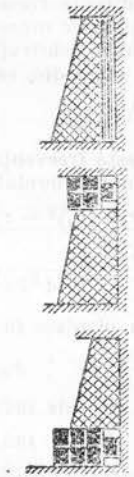


Fig. 60 Bobinaje de compoundare.

$$p_{pe} = 2\ I_a \text{ [W]}. \tag{42.18}$$

Pentru un calcul mai exact trebue să se recurgă la curba caracterist că a periilor $e = f\ (J)$ (fig. 61), care este cunoscută, pentru periile din comerţ, sau este uşor de ridicat, şi care dă imediat rezistenţa specifică de contact $\rho_o = \dfrac{e}{J}$ şi pierderea specifică $p_o = eJ$. Curbele superioare sunt valabile pentru periile folosite în mod curent, iar cele de jos, pentru cele fabricate special; periile cu conţinut metalic, care se utilizează la maşini cu tensiune joasă ($U = 4$ V ... 25 V), au valori aproximativ egale cu jumătate din cele date de curbele superioare.

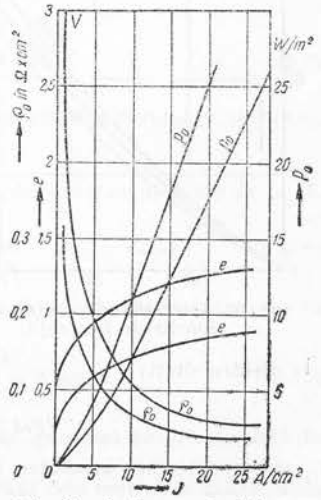


Fig. 61. Curbe caracteristice electrice ale periilor.

43. **Pierderile în fier.** In fierul rotorului parcurs de liniile de forţă, adică în corpul său şi în dinţi, se produc pierderi provocate de fenomenul

de hysteresis şi de curenţii turbionari produşi de variaţiile de flux magnetic; calculul precis al acestor pierderi este rareori posibil, dar adeseori este inutil. In practică, sunt suficiente datele experimentale culese dela maşinile aflate în funcţiune; în mod normal, ele sunt valabile cu o aproximaţie de $\pm 10\%$. Există diferite formule practice care dau pierderile specifice în fier, în funcţie de frecvenţă şi de inducţie. Una dintre formule, aplicabilă pentru tole de dinam de o anumită fabricaţie şi cu grosimea de 0,5 mm, izolate între ele şi pentru inducţii obişnuite, este:

$$p'_{Fe} = f\,(100 + f)\,B^2\,10^{-13}\ [\mathrm{W/cm^3}], \tag{43.1}$$

unde f este frecvenţa, în Hz, şi B este inducţia, în gauşi.

Volumul fierului se calculează astfel:

$$V_j = \left[(r_e - h_d)^2 - r_i^2\right]\pi\, k_{Fe}\, l_{Fe}\,[\mathrm{cm^3}] \text{ (fig. 9) fierul corpului rotorului;} \tag{43.2}$$

$$V_d = z\,\frac{b_e + b_i}{2}\,h_d\, k_{Fe}\, l_{Fe}\,[\mathrm{cm^3}] \text{ (fig. 10) fierul dinţilor rotorului.} \tag{43.3}$$

Intreaga pierdere în fierul rotorului va fi:

$$p_{Fe} = \left(V_j\,B_j^2 + V_d\,B_{dm}^2\right)(100 + f)\,f\,10^{-13}\ [\mathrm{W}], \tag{43.4}$$

în care B_j este inducţia medie în corpul rotorului;

B_{dm} — inducţia medie în dinţi, ambele în gauşi.

Această formulă ţine seamă de mărirea pierderilor prin curenţi turbionari, produsă de rectificarea crestăturilor prin pilire sau ştanţare, cum şi de diverse alte majorări constatate în practică. De aceea rezultatele date de formula de mai sus pentru p_{Fe} sunt de 2—3 ori mai mari decât cele calculate prin pierderile specifice p_{10} şi p_{15}, garantate pentru tolele respective la 10 000 şi 15 000 gauşi. Pentru simplificare se poate lua, în calcule, aproximativ, o valoare medie p'_{Fe} şi se poate scrie:

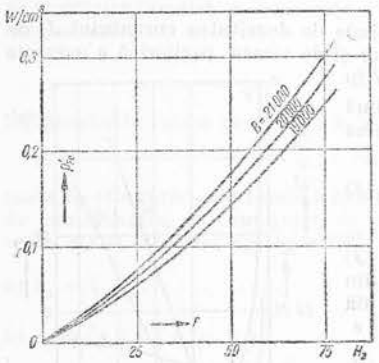


Fig. 62. Pierderile specifice în fier în funcţie de frecvenţă.

$$p_{Fe} = p'_{Fe}\,(V_j + V_d), \tag{43.5}$$

dând lui p'_{Fe} o valoare stabilită cu ajutorul curbelor din fig. 62.

L. M. Piotrovschi recomandă următoarele formule *):

Pentru corpul indusului:

$$p_{Fej} = p_{10}\left(\frac{f}{50}\right)^{\beta}\left(\frac{B_j}{10\,000}\right)^2 G_j\,. \tag{43.6}$$

Pentru dinţi:

$$p_{Fed} = p_{10}\left(\frac{f}{50}\right)^{\beta}\left(\frac{B_{dm}}{10\,000}\right)^2 G_d\,; \tag{43.7}$$

G_j şi G_d reprezintă greutatea corpului indusului, respectiv a dinţilor, în kg, iar

*) L. M. Piotrovschi, *Maşini Electrice*, 1953.

β, un exponent care depinde de calitatea fierului şi care este egal cu 1,2 ... 1,3, pentru oţel tare, aliat, şi cu 1,4 ... 1,6 pentru tole obişnuite de dinam.

Pentru a ţine seamă de majorarea pierderilor, provenită din diverse cauze, se aplică formulelor (43.6) şi (43.7) coeficienţi de majorare, stabiliţi practic pe cale experimentală. Totalul pierderilor în fier rezultă din însumarea pierderilor din corpul indusului şi din dinţi.

Tabela 4 indică pierderile totale p_{10} şi p_{15} (după GOST 802-41), garantate la 10 000 gauşi respectiv 15 000 gauşi şi 50 Hz, pentru diferite calităţi de tole de provenienţă sovietică.

Tabela 4

Calitatea tolei	Grosimea tolei, în mm			
	0,5		0,35	
	p_{10}	p_{15}	p_{10}	p_{15}
ə1	3,6	8,6	—	—
ə1 A	3,3	7,9	—	—
ə1 AA	2,85	7,0	—	—
ə2	2,6	6,4	—	—
ə3	2,3	5,6	2,0	4,2
ə3 A	2,0	4,7	1,6	3,6

Observaţii:
1 ... Uşor aliată;
2 ... Aliată mijlociu (conţinut de siliciu până la 3,3%);
3 ... Multialiată (conţinut de siliciu până la 3,85%);
A ... Cu pierderi specifice scăzute;
AA ... Cu pierderi specifice mici.

Deşi din punctul de vedere al calculului maşinilor electrice interesează în primul rând totalul pierderilor, totuşi pierderile provenite din fenomenul de hysteresis şi cele datorite curenţilor turbionari se pot calcula şi separat. Pierderile prin hysteresis pot fi calculate cu ajutorul ecuaţiei:

$$p'_h = C_h\left(\frac{f}{100}\right)\left(\frac{B}{10\,000}\right)^{\alpha}[\mathrm{W/kg}], \tag{43.8}$$

în care p'_h se obţine în W/kg, constanta C_h depinde de calitatea fierului (v. tabela 5),

f este frecvenţa,

B — valoarea maximă a inducţiei, iar

α — un exponent care poate fi determinat, după datele stabilite de L. M. Piotrovschi, prin relaţia:

$$\alpha = 0{,}9 + 0{,}95\ B\cdot 10^{-4} \tag{43.9}$$

în care B se exprimă în gauşi.

Pierderile prin curenţi turbionari pot fi calculate deasemenea separat, cu ajutorul relaţiei:

$$p'_t = C_t\left(\frac{f}{100}\,\frac{B}{10\,000}\right)^2\ [\mathrm{W/kg}] \tag{43.10}$$

Constanta C_t, care depinde de calitatea fierului şi de grosimea tolei, este dată în tabela 5.

Pierderile astfel calculate sunt însă mai mici decât cele reale, din cauza influenţei modului de prelucrare şi de împachetare a tolelor.

44. Pierderile mecanice.

α) *Pierderi prin frecarea periilor* (p_{pm}). Fie:

b — numărul de rânduri de perii (obişnuit = $2p$);
m — numărul periilor dintr'un rând;
S — suprafaţa de contact a unei perii, în cm²;
P — presiunea radială a unei perii, în kg/cm²;
μ — coeficientul de frecare al periei respective;
J_p — densitatea de curent la contactul periei pentru I_n, în A/cm²;
v_k — viteza periferică a colectorului, în m/s.

Pierderea prin frecare a tuturor $b \cdot m$ perii va fi:

$$p_{pm} = 9{,}81\, b\, m\, S\, P\, \mu\, v_k \,[\mathrm{W}], \tag{44.1}$$

sau, ţinând seamă că $b\, m\, S = \dfrac{2 I_a}{J_p}$

$$p_{pm} = \frac{9{,}81 \cdot 2\, P\, \mu}{J_p}\, I_n v_k \,[\mathrm{W}]. \tag{44.2}$$

Tabela 5

Coeficienţi de pierderi pentru tole sovietice ∅1 şi ∅4

Calitatea tolei	Grosimea tolei mm	C_h	C_l
Tolă ∅1	1,0	4,4	22,4
	0,5	4,4	5,6
	0,35	4,7	3,2
Tolă de transformator ∅4	0,5	3,0	1,2
	0,53	2,4	0,6

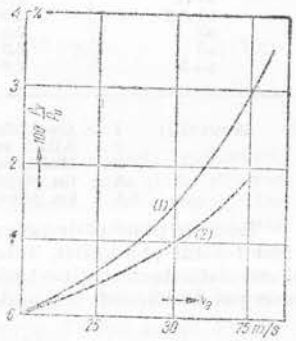


Fig. 63. Pierderile prin frecări în lagăre şi prin ventilaţie în funcţie de viteza periferică v_a.

Pentru valorile uzuale: $P \cong 0{,}2$ kg/cm² $\mu \cong 0{,}2$ şi $J_p = 8$ A/cm², ecuaţia de mai sus ia forma simplă:

$$p_{pm} \cong 0{,}1\, I_n\, v_k \,[\mathrm{W}]. \tag{44.3}$$

Pentru calcule în alte condiţii se pot folosi valorile experimentale din tabela 6.

Tabela 6

Caracteristici	Perie de cărbune curat (tare)	Perie de grafit (moale)	Perie de grafit electrolitic (tare)	Perie cu conţinut metalic
J_p admisibil (A/cm²)	5,5...6,5	8...9	8...9	10...15
P necesar (kg/cm²)	0,2	0,2	0,2	0,2
μ mediu	0,3...0,35	0,18...0,25	0,1...0,15	0,2
v_k admisibil (m/s)	10...12	⩽ 50	⩽ 40	⩽ 30

Densitatea de curent J_p poate fi mai mare, iar presiunea P trebue să fie mai mare pentru S mic (⩽ 2 cm²); deasemenea, la mers neuniform (tracţiune, macarale) este nevoie de o presiune mare a periilor (până la 0,4 kg/cm²) *).

β) *Pierderi prin frecări în lagăre şi prin ventilaţie* (p_v). Din cauza marii diversităţi de forme constructive, ventilaţii, cuplări, etc., aceste pierderi nu pot fi exprimate printr'o formulă. Cum însă deobicei ele sunt mici, cu excepţia cazurilor unor turaţii foarte înalte, aceste pierderi pot fi evaluate pe bază statistică; în fig. 63 sunt date pierderile p_v, sub formă de procente din puterea utilă: $\dfrac{100\, p_v}{P_u}$, în funcţie de viteza periferică v_a.

b) Randamentul

45. Date de randament. Insumând toate diferitele pierderi Σ_p, randamentul rezultă din:

$$\eta = \frac{P_u}{P_u + \Sigma_p} = \frac{1}{1 + \dfrac{\Sigma_p}{P_u}} \text{ (pentru generator)}, \tag{45.1}$$

sau:

$$\eta = \frac{P_a - \Sigma_p}{P_a} = 1 - \frac{\Sigma_p}{P_a} \text{ (pentru motor)}, \tag{45.2}$$

unde P_u este puterea electrică utilă debitată de generator şi P_a, puterea electrică absorbită de motor. Mărimea lui η şi dependenţa lui de sarcină, de mărimea maşinii, de felul cum este alimentată sau antrenată maşina, au o mare importanţă în exploatare. Pe de altă parte, limitele trasate de randament limitează mai strâns condiţiile de construcţie decât consideraţiile de încălzire.

Tabela 7. Indicaţii asupra randamentului mediu al motoarelor de curent continuu cu reglaj de viteză

kW	n_1	n_2	η %	kW	n_1	n_2	η %
1,1	670	2 010	71	17	470	1 410	82,5
1,5	675	2 025	74	22	470	940	83,5
2	675	2 025	76	22	585	1 130	85
3	680	2040	78	22	710	1 420	85,5
4,5	685	2 055	79	25	285	855	81
4,5	460	1 380	75,5	26	350	1 050	81
6	460	1 380	77,5	30	470	940	85
6	550	1 650	78,5	32	285	855	82
8,5	460	1 380	79,5	40	570	1 140	87
8,5	550	1 650	80,5	50	570	1 140	88
12	465	1 395	81	64	475	950	87,5
12	560	1 680	82	80	575	860	89

*) Studiul coeficientului de frecare al periilor în funcţie de viteza periferică, de temperatura şi polaritatea periilor, de starea suprafeţei colectorului, etc., a fost făcut de A. I. Moscvitin.

Tabela 8. Indicaţii asupra randamentului motoarelor de curent continuu pentru diferite puteri şi turaţii

Puterea nominală kW	Turaţia nominală rot/min	Randament %	Puterea nominală kW	Turaţia nominală rot/min	Randament %	Puterea nominală kW	Turaţia nominală rot/min	Randament %	Puterea nominală kW	Turaţia nominală rot/min	Randament %	Puterea nominală kW	Turaţia nominală rot/min	Randament %	Puterea nominală kW	Turaţia nominală rot/min	Randament %	Observaţii
			0,25	2800	68	0,2	2000	67	0,125	1400	64							Valorile deasupra liniei punctate se referă la maşini cu tensiuni de 110 şi 220 V; valorile între linia punctată şi cea plină la tensiuni de 110, 220 şi 440 V iar valorile sub linia plină la tensiuni de 220 şi 440 V.
			0,4	2800	70	0,3	2000	69	0,2	1400	66	0,125	910	59				
			0,7	2800	73	0,45	2000	71	0,33	1400	69	0,2	920	62				
			1	2800	75	0,7	2000	74	0,5	1400	71	0,3	920	65				
			1,5	2825	77	1,1	2000	76	0,8	1410	74	0,5	930	68				
			2,2	2825	78	1,5	2000	77	1,1	1410	75	0,7	930	70				
			3	2825	80	2,2	2000	79	1,5	1410	77	1	935	72				
			4	2850	81	3	2000	80,5	2,2	1420	78	1,4	935	74				
			5,5	2850	82	4	2000	81,5	3	1420	80	1,8	940	75				
						5,5	2000	82,5	4	1430	81	2,4	940	77				
						7,5	2000	83,5	5,5	1430	82	3,3	950	78				
						10	2000	84	7,5	1440	83	4,5	950	79				
									11	1440	84	7	950	81,5				
17	1440	85,5	14	1150	84,5	11	950	83	7,5	700	81	6	550	78,5	4,5	460	75,5	
23	1450	86,5	20	1150	86	15	950	84,5	11	700	82,5	8,5	550	80,5	6	460	77,5	
32	1450	87,5	26	1160	87	22	960	86	15	710	84	12	560	82	8,5	460	79,5	
45	1460	88	36	1160	88	30	960	87	22	710	85,5	16	560	83,5	12	465	81	
64	1460	88,5	50	1160	88,5	40	965	88	30	715	86,5	22	565	85	17	470	82,5	
			64	1170	89	50	970	89	40	720	87,5	30	570	86	22	470	83,5	
			80	1170	89,5	64	970	89,5	50	720	88,5	40	570	87	30	470	85	
			100	1170	90	80	970	90	64	720	89	50	570	88	40	475	86	
						100	975	90,5	80	725	89,5	64	575	88,5	50	475	87	
						125	975	91	100	725	90	80	575	89	64	475	87,5	

Tabela 9. Indicaţii asupra relaţiei dintre puterea nominală, turaţia nominală şi randament, pentru generatori electrici de curent continuu

Puterea nominală kW	Turaţia nominală rot/min	Randament %	Puterea nominală kW	Turaţia nominală rot/min.	Randament %	Puterea nominală kW	Turaţia nominală rot/min.	Randament %	Puterea nominală kW.	Turaţia nominală rot/min.	Randament %	Puterea nominală kW	Turaţia nominală rot/min.	Randament %	Puterea nominală kW	Turaţia nominală rot/min	Randament %	Puterea nominală kW	Turaţia nominală rot/min.	Randament %
0,8	3000	75																		
1,15	3000	77	0,8	2000	74															
1,75	3000	79	1,2	2000	76				0,8	≈1500	71									
2,4	3000	80	1,7	2000	78				1,1	1500	73									
3,3	3000	81	2,5	1950	79,5				1,65	1500	75									
4,5	3000	82	3,4	1900	80,5				2,2	1500	76,5									
6,2	3000	83	4,8	1900	81,5				3	1500	78									
			6,6	1900	82,5				4,2	1500	79									
			9	1900	83,5				6	1500	81									
			12,5	1900	84,5				9	1500	82,5									
			19,5	1880	85,5	16,5	1530	85	12,5	1320	84	9,5	1030	81,5						
			27	1860	86,5	23	1520	86	19	1300	85,5	13,5	1010	83						
			37	1840	87,5	30	1520	87	26	1290	86,5	18,5	1000	84,5						
			50	1830	88	42	1510	88	35	1280	87,5	26	990	86						
						57	1510	88,5	45	1270	88,5	35	980	87	26	810	85			
						72	1500	89	57	1260	89	47	970	88	36	800	86			
						90	1500	89,5	73	1250	89,5	57	960	88,5	44	790	87	36	660	85
						112	1490	90	92	1250	90	72	950	89	57	780	88	44	660	86
									110	1240	90,5	90	940	89,5	72	770	88,5	57	650	86,5
												112	930	90	90	760	89	73	650	87
												145	≈1000	90						
												180	1000	90,5						
												230	1000	91						
												295	1000	91	295	≈750	91			
												370	1000	91,5	370	750	91,5			
												465	1000	92	465	750	92	465	≈600	91,5
												600	1000	92	600	750	92,5	600	600	92
															750	750	92,5	750	600	92,5
																		1000	600	93

Observaţie. Valorile deasupra liniei punctate se referă la maşini cu tensiuni de 115 şi 230 V; valorile între linia punctată şi cea plină la tensiuni de 115, 230 şi 460 V iar valorile sub linia plină la tensiuni de 230 şi 460 V.

23 — C. 1662

46. **Variaţia randamentului.**

α) *Maşina cu excitaţie în derivaţie.* Este important să se stabilească modul cum variază randamentul în funcţie de sarcină: $\eta = f(x)$, x fiind încărcarea relativă faţă de sarcina nominală, adică:

$$x = \frac{P_x}{P_n} \text{ sau } \frac{I_x}{I_n} \text{ sau } \frac{M_x}{M_n}.$$

Pentru maşini medii sau mari (generatori şi motoare), destinate să funcţioneze cu viteză şi cu tensiune constantă, formulele care dau diferitele pierderi se pot simplifica, dacă pierderile în fier şi cele în bobinajul de excitaţie în derivaţie, p_{Fe} şi în p_{ed}, se consideră independente de x (pierderile mecanice inclusiv cele de ventilaţie sunt, desigur, independente de x); acest lucru este posibil pentru calcularea lui η, fără a se comite o eroare însemnată. Rezultă astfel trei grupe de pierderi:

$$p_1 = \frac{p_{Fe} + p_v + p_{pm} + p_{ed}}{P_n} \cdot 100, \text{ în procente, independent de } x; \tag{46.1}$$

$$p_2 = \frac{p_{pe}}{P_n} \cdot 100, \text{ în procente, proporţional cu } x; \tag{46.2}$$

$$p_3 = \frac{p_{Cu} + p_{es} + p_s}{P_n} \cdot 100, \text{ în procente, proporţional cu } x^2. \tag{46.3}$$

Pentru $x = \frac{P_x}{P_n} \approx \frac{I_x}{I_n}$ rezultă, în cazul generatorului:

$$\eta_x = \frac{100}{100 + \frac{p_1}{x} + p_2 + p_3 x}. \tag{46.4}$$

In cazul motorului, relaţia este analogă:

$$\eta_x = \frac{100 - \frac{p_1}{x} - p_2 - p_3 x}{100}. \tag{46.5}$$

In tabelă este dat un exemplu pentru un generator în derivaţie, compensat, de 2 000 kW, 500 V, 500 rot/min.

Tabela 10

Pierderi	kW	%
1. Pierderi în fier	$p_{Fe} = 30$	1,5
2. Pierderi prin frecări în lagăre şi în aer	$p_v = 25$	1,25
3. Pierderi prin frecarea periilor	$p_{pm} = 10$	0,5
4. Pierderi în excitaţie	$p_{ed} = 6$	0,3
Pierderi totale constante	$p_1 = 71$	3,55
5. Pierderi electrice la perii	$p_{pe} = 8$	0,4
Total pierderi proporţionale cu x	$p_2 = 8$	0,4

Pierderi	kW	%
6. Pierderi în cuprul rotorului	$p_{Cu} = 20$	1,0
7. Pierderi în cuprul polilor de comutaţie	$p_{es1} = 4$	0,2
8. Pierderi în cuprul bobinajului de compensaţie	$p_{es2} = 10$	0,5
9. Pierderi suplimentare	$p_s = 9$	0,45
Total pierderi proporţionale cu x^2	$p_3 = 43$	2,15
Pierderi totale	$\sum p = 122$	6,1
Puterea absorbită	$P_a + \sum p = 2\,122$	106,1
Randamentul	$\eta = \frac{2\,000}{2\,122} = \frac{100}{106,1} = 0,943$	

şi randamentul în funcţie de sarcină:

$x = \frac{1}{4}$	$\frac{2}{4}$	$\frac{3}{4}$	$\frac{6}{4}$
$\frac{p_1}{x} = 14,2$	7,1	4,74	2,361
$p_2 = 0,4$	0,4	0,4	0,4
$p_3 \cdot x = 0,537$	1,075	1,612	3,23
$\sum p = 15,137$	8,575	6,752	5,991
$\eta_x = 86,9\%$	92%	93,8%	94,5%

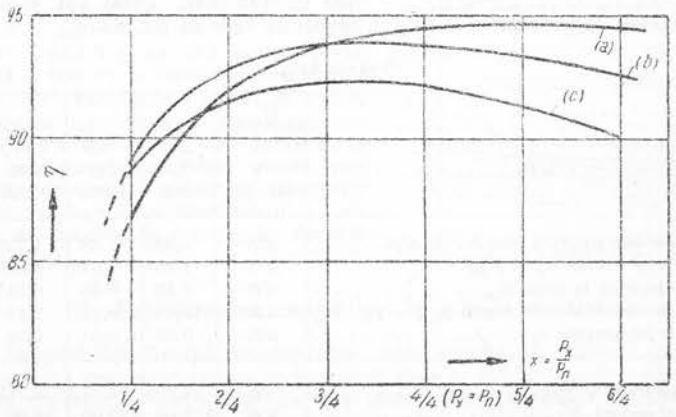


Fig. 64. Curbe de randament în funcţie de puterea debitată la un generator de curent continuu:
(a) — turaţie plină; (b) — turaţie jumătate; (c) — turaţie pe sfert.

Dacă se reprezintă η în funcţie de P_x/P_n [(fig. 64 curba (a)] se pot citi valorile intermediare

Forma curbei este aproximativ aceeaşi pentru toate maşinile învecinate ca viteză şi mărime. La maşini cu turaţie mică, maximul lui η_x are loc la $x \simeq 3/4$, pentrucă pierderile în cuprul rotorului ($p_{Cu} = \sum I^2 R$) sunt mari faţă de celelalte şi coboară curba pe măsură ce creşte x. Curba (*b*) din (fig. 64 dă variaţia lui η_x la acelaşi tip de maşină, pentru o turaţie scăzută la jumătate, şi curba (*c*), pentru o turaţie scăzută la un sfert, bobinajul fiind modificat, bineînţeles, în consecinţă.

β) *Maşini cu excitaţie în serie.* Stabilirea randamentului la motoarele cu excitaţie în serie este mai puţin comodă, deoarece pentru o tensiune U constantă la borne, fluxul Φ şi turaţia n variază cu sarcina în limite largi; se pleacă dela anumite valori ale lui Φ şi se calculează, pentru câteva puncte bine alese ale caracteristicei de magnetizare $\Phi = f(I)$, valorile corespunzătoare pentru:

$$I,\ I\sum R,\ p_{Cu},\ p_{Fe},\ n = \frac{(U - I\sum R)\, a\, 30 \cdot 10^8}{\Phi\, p\, w},$$

şi, în sfârşit, pentru η, pe baza formulei (45.2). Se reprezintă valorile lui η_x astfel obţinute, în funcţie de P_n sau, după nevoie, în funcţie de sarcina I sau de cuplul M. Pentru a da o idee a ordinei de mărime şi a repartizării pierderilor într'o maşină cu excitaţie în serie, dealtfel destul de diferite de acelea ale maşinii cu excitaţie în derivaţie, se dă mai jos exemplul numeric al unui motor de locomotivă electrică, pentru 800 V, 133 kW, 1 000 rot/min. Forma curbei se vede în fig. 65.

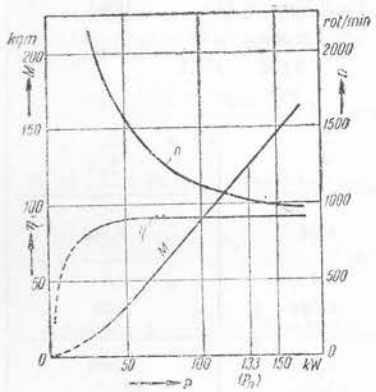


Fig. 65. Curbe de randament, cuplu şi turaţie în funcţie de puterea debitată, la o maşină cu excitaţie în serie.

Tabela 11

Fluxul	10^{-6} maxwelli	4,6	4,4	3,8	2,4
Curentul I	A	215	165	97,5	47
F.e.m. ($E = U - I\sum R$)	V	750	761	776	787
Turaţia n	rot/min	995	1 060	1 250	2 010
Pierderi de fier p_{Fe}	kW	1,895	1,88	1,725	1,404
Pierderi prin frecări $p_v + p_{pm}$	kW	1,46	1,575	1,935	3,550
Pierderi electrice la perii p_{pe}	kW	0,43	0,33	0,195	0,095
Pierderi totale ohmice în cupru $p_{Cu} + p_e$	kW	10,45	6,15	2,15	0,50
Pierderi suplimentare p_s	kW	0,96	0,64	0,31	0,09
Totalul pierderilor $\sum p$	kW	14,395	10,575	6,315	5,64
Puterea absorbită P_a	kW	172,00	132,00	78,00	37,00
Puterea utilă $P_u = P_a - \sum p$	kW	157,6	121,4	71,085	31,96
Randamentul $= P_u/P_a$	%	91,7	92,0	92,0	85,0
Cuplul $M = 974\ P_u/n$	kgm	154	111,5	55,8	15,5

γ) *Variaţia randamentului în funcţie de mărimea maşinii.* O dată importantă pentru proiectarea maşinilor şi a instalaţiilor de maşini electrice este valoarea randamentului normal la sarcina nominală, în funcţie de puterea maşinii. Valori experimentale pentru $p_{Cu} + p_{es} = I^2 \sum R$, p_{ed}, p_{Fe} şi p_v sunt date, în procente

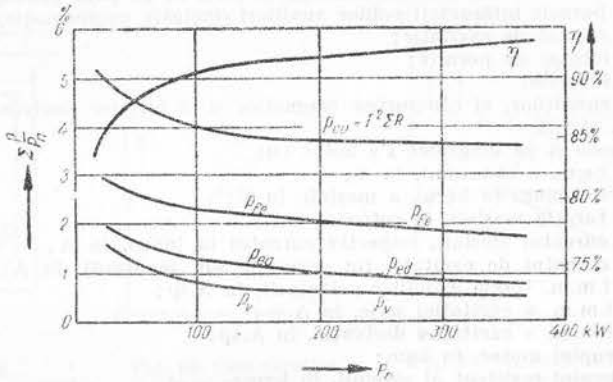


Fig. 66. Curbe experimentale de pierderi şi randament în funcţie de puterea maşinii.

din sarcina nominală, în fig. 66 şi 67, unde $v_a = 20$ m/s, iar frecvenţa este de 20 ... 25 Hz. Cu ajutorul acestor curbe se poate stabili η, cu oarecare aproximaţie, pentru o putere nominală anumită, dacă se ţine seamă şi de valorile aproximative corespunzătoare ale lui p_{pm} şi p_{pe}.

Curbele s'au trasat, până la 100 kW, pentru $U = 230$ V, până la 500 kW, pentru $U = 440$ V şi de aici mai departe pentru $U = 600$ V, ca fiind tensiunile cele mai utilizate. Pierderile parţiale se determină separat, pentru orice sarcină nominală, cum s'a arătat mai sus. Trecerea la valorile corespunzătoare altor viteze, respectiv altor frecvenţe, se face cu exactitate suficientă, conform ecuaţiilor stabilite, care dau p_{Fe} în funcţie de f şi p_{pe} în funcţie de viteza periferică v_a.

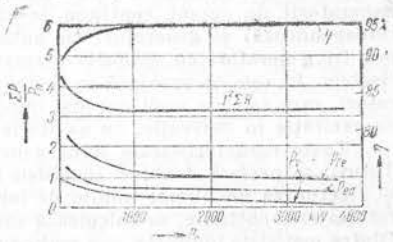


Fig. 67. Curbe experimentale de pierderi şi randament în funcţie de puterea maşinii.

D. Funcţionarea maşinilor de curent continuu

47. Generalităţi. Notaţii. Proprietăţile unei maşini de curent continuu, în funcţionare, ca generator sau ca motor, sunt puse în evidenţă prin caracteristicele sale, care reprezintă relaţii analitice sau grafice între diversele mărimi electrice şi mecanice care intervin în timpul funcţionării. Caracteristicele unei maşini depind, în primul rând, de felul excitaţiei. In cele ce urmează, sunt descrise cele mai întrebuinţate moduri de excitare; odată cu aceasta, se indică şi curbele caracteristice de funcţionare respective.

In schemele de montaj care urmează, s'au folosit următoarele notaţii:

P, N — bornele de legătură la reţea (pozitivă şi negativă);

p, n — bornele de legătură la reţeaua de alimentare a excitaţiei (pozitivă şi negativă);
A, B — bornele indusului;
C, D — bornele înfăşurării de excitaţie în derivaţie de pe polii principali;
E, F — bornele înfăşurării de excitaţie în serie de pe polii principali;
G, H — bornele înfăşurării polilor auxiliari (inclusiv compensaţie);
Re — reostat de excitaţie;
Rp — reostat de pornire;
Inv — inversor.

Sensul curenţilor, al câmpurilor magnetice şi al forţelor electromotoare este indicat prin săgeţi.

In formule şi pe diagrame s'a notat cu:
E — f.e.m. a indusului, în V;
U — tensiunea la borne a maşinii, în V;
n — turaţia maşinii, în rot/min;
I, I_a — curentul maşinii, respectiv curentul în indus, în A;
i_e — curentul de excitaţie (în derivaţie sau separată), în A;
Θ — f.m.m. totală a polilor principali, în A.sp;
Θ_s — f.m.m. a excitaţiei serie, în A.sp;
Θ_d — f.m.m. a excitaţiei derivaţie, în A.sp;
M — cuplul motor, în kgm;
M_r — cuplul rezistent al sarcinii, în kgm;
R — rezistenţa totală a bobinajelor din circuitul indusului maşinii, în Ω;
r — rezistenţa totală a circuitului de excitaţie în derivaţie, în Ω.

Valorile nominale sunt prevăzute cu indicele n (E_n, I_n, ...).

Mai departe se tratează, cazul generatorului separat de al motorului, deoarece caracteristicele care interesează sunt diferite într'un caz şi în celălalt.

48. **Caracteristicele de funcţionare ale generatorilor.** După felul excitaţiei, generatorii de curent continuu se clasifică în: generatori cu excitaţie separată, (independentă) şi generatori cu autoexcitaţie. Generatorii cu excitaţie separată pot fi: generatori cu magneţi permanenţi şi generatori cu excitaţie prin curent electric. In cele ce urmează se tratează numai despre acest al doilea tip de generatori, care este cu mult cel mai important. Generatorii cu autoexcitaţie pot fi: cu excitaţie în derivaţie, cu excitaţie în serie şi cu excitaţie mixtă.

Toate caracteristicele unui generator se pot obţine prin încercări directe. Totuşi, se preferă deobicei metodele indirecte de determinare a caracteristicelor: se efectuează un număr minim de încercări simple şi uşor de realizat şi, pe baza rezultatelor obţinute, se calculează sau se construesc grafic caracteristicele dorite. Dintre metodele indirecte, cea mai comodă este metoda mersului în gol şi în scurtcircuit, care se distinge prin simplicitate şi dă rezultate mulţumitoare în practică. Potrivit acestei metode, se trasează experimental caracteristica în gol şi caracteristica în scurtcircuit şi pe baza lor se construesc celelalte caracteristice.

Cele mai importante curbe caracteristice ale generatorilor de curent continuu sunt:

— c a r a c t e r i s t i c a î n g o l $U = f(i_e)$ la $I = 0$ şi n = constant (turaţia nominală);

— c a r a c t e r i s t i c a î n s c u r t c i r c u i t $I = f(i_e)$ la $U = 0$ şi n = constant (turaţia nominală);

— c a r a c t e r i s t i c a î n s a r c i n ă $U = f(i_e)$ la I = constant şi n = constant (turaţia nominală);

— c a r a c t e r i s t i c a e x t e r n ă $U = f(I)$ la i_e = constant şi n = constant;

— c a r a c t e r i s t i c a d e r e g l a j $i_e = f(I)$ la U = constant şi n = constant.

α) Generatorul cu excitaţie separată. Curentul de excitaţie este furnizat de o sursă separată, independentă, de exemplu o baterie de acumulatori, bare de excitaţie, etc. (fig. 68).

C a r a c t e r i s t i c a n g o l este reprezentată de curba (*1*) din fig. 71. Ea se ridică direct, variind excitaţia şi măsurând în acelaşi timp f.e.m. E, în gol.

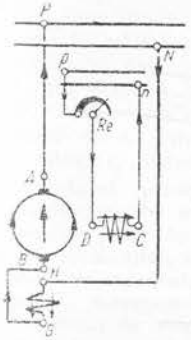


Fig. 68. Schema generatorului cu excitaţie separată.

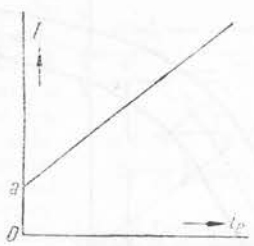


Fig. 69. Caracteristica în scurtcircuit.

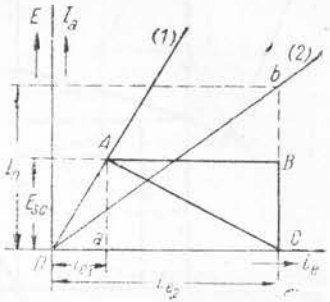


Fig. 70. Construirea triunghiului de scurtcircuit.

Este compusă din două ramuri, una ascendentă şi alta descendentă, care diferă între ele din cauza fenomenului de hysteresis. Cea care interesează este curba medie, situată între cele două ramuri; această curbă este indicată în fig. 71. Inversând sensul curentului de excitaţie, se obţine prelungirea curbei, simetric faţă de origine. Caracteristica în gol $E = f(i_e)$ este identică cu curba de magnetizare a maşinii $\Phi = f(i_e)$ sau $\Phi = f(\Theta)$; pentru a trece dela una la cealaltă este nevoie numai de o schimbare a scărilor.

C a r a c t e r i s t i c a î n s c u r t c i r c u i t este redată în fig. 69. Ea are o formă apropiată de aceea a unei linii drepte care trece prin imediata apropiere a originii. Distanţa Oa dela origine se datoreşte magnetismului remanent şi este, în general, neglijabilă.

Pentru o anumită turaţie n şi pentru un anumit curent de excitaţie i_e, regimul generatorului în scurtcircuit este determinat de doi factori: căderea de tensiune ohmică în indus şi reacţia indusului. Aceste două elemente sunt scoase în evidenţă prin triunghiul de scurtcircuit, construit în fig. 70. La scurtcircuit, $U = 0$, $E = R\,I_a = R\,I_n$; cunoscând pe R, se determină E, iar pe de altă parte, folosind porţiunea dreaptă a caracteristicei în gol [curba (*1*), fig. 70], se determină curentul de excitaţie i_{e1}, necesar pentru producerea f.e.m. E_{sc}. In fig. 70, $E_{sc} = \overline{Aa}$ şi $i_{e1} = \overline{Oa}$. Segmentul $\overline{Aa}$ reprezintă prima catetă a triunghiului de scurtcircuit; el este egal cu căderea de tensiune ohmică, corespunzătoare curentului $I_a = I_n$. Pentru a determina influenţa reacţiei indusului, se foloseşte caracteristica în scurtcircuit [curba (*2*), fig. 70]. Pe această curbă, curentului principal I_n îi corespunde un curent de excitaţie $i_{e2} = \overline{OC}$. Dacă nu ar interveni reacţia indusului, curentul i_{e2} ar fi egal cu i_{e1}. Diferenţa $i_{e2} - i_{e1} = \overline{OC} - \overline{Oa} = \overline{aC}$ se datoreşte reacţiei indusului. Segmentul $\overline{aC}$ formează a doua catetă a triunghiului de scurtcircuit şi măsoară reacţia indusului la scara curentului de excitaţie. Unind punctele A şi C printr'o dreaptă, se obţine triunghiul de scurtcircuit AaC. Adeseori, este mai avantajos să se ia în consideraţie triunghiul ABC în locul triunghiului AaC.

Pentru diferite sarcini, triunghiul de scurtcircuit se modifică, rămânând aproximativ asemenea cu el însuşi, lungimea laturilor fiind, aproximativ, proporţională cu sarcina.

C a r a c t e r i s t i c a în s a r c i n ă pentru un anumit curent I_a, de exemplu pentru $I_a = I_n$ [curba (2) fig. 71] se poate deduce din caracteristica în gol

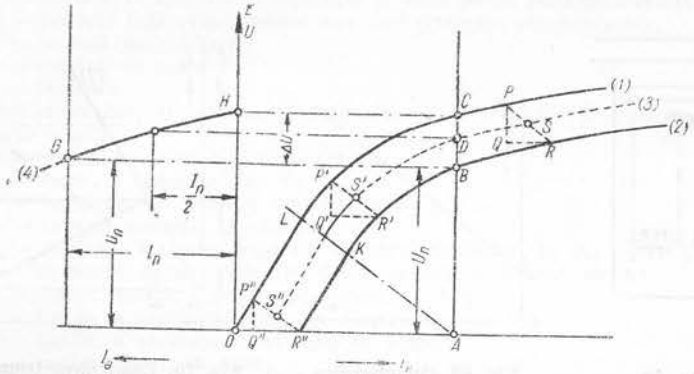


Fig. 71. Caracteristicele generatorului cu excitaţie separată:
(1) — caracteristica în gol; (2), (3) — caracteristice în sarcină;
(4) — caracteristica externă.

[curba (1), fig. 71], cu ajutorul triunghiului de scurtcircuit PQR, printr'o deplasare a acesteia, egală şi paralelă cu ipotenuza triunghiului de scurtcircuit $\overline{PR}$. Se dovedeşte că, pentru un anumit curent I_a:

$$\Delta\, PQR \cong \Delta\, P'Q'R' \cong \Delta\, P''Q''R''.$$

Fiecărei valori a curentului I_a îi corespunde o altă caracteristică în sarcină situată la o distanţă $\overline{PR}$ de caracteristica în gol, proporţională, aproximativ, cu curentul I_a. De exemplu, pentru $I_a = \frac{1}{2} I_n$, caracteristica în sarcină este dată de curba punctată (3) din fig. 71, punctele S, S', S'' de pe această curbă fiind situate, aproximativ, la jumătatea distanţelor $\overline{PR}$, $\overline{P'R'}$, respectiv $\overline{P''R''}$.

C a r a c t e r i s t i c a e x t e r n ă $U = f(I)$, interesantă pentru exploatare, se poate construi prin puncte, cu ajutorul caracteristicelor în sarcină trasate pentru mai multe valori ale sarcinii. In abscisă se trec diferitele valori ale curentului principal I_a, iar ordonatele respective se obţin prin proiectarea în sens orizontal a punctelor de intersecţie B, D, C, ... ale caracteristicelor în sarcină corespunzătoare acestor valori ale lui I_a, cu verticala $\overline{AB}$ corespunzătoare excitaţiei constante i_e, pentru care se construeşte caracteristica externă. U devine teoretic zero, pentru $I_a = I_n \cdot \frac{\overline{AL}}{\overline{KL}}$, aceasta însă numai în primă aproximaţie, deoarece, pentru valori foarte mari ale sarcinii, comutaţia şi reacţia indusului modifică proporţionalitatea. Dacă reacţia indusului este neglijabilă, caracteristica externă poate fi reprezentată prin dreapta:

$$U = E - RI_a. \qquad (48.1)$$

C a r a c t e r i s t i c a r e g l a j u l u i este indicată în fig. 72. Această caracteristică se poate construi cu ajutorul caracteristicei în gol şi a triunghiului de scurtcircuit. In acest scop, se procedează astfel (fig. 73):

Se trasează caracteristica în gol şi dreapta $U = U_n$ = constant; se aşează apoi triunghiul de scurtcircuit construit pentru un curent oarecare I, astfel ca vârful A să se afle pe caracteristica în gol, iar vârful C, pe dreapta orizontală $U = U_n$. Abscisa punctului C dă curentul de excitaţie i_e, corespunzător curentului principal (de sarcină) I. Pe axa ordonatelor, luată în sens invers tensiunilor, se notează valoarea curentului principal I, corespunzător triunghiului de scurtcircuit. Se obţine astfel un punct al caracteristicei căutate. Se procedează analog şi pentru obţinerea altor puncte.

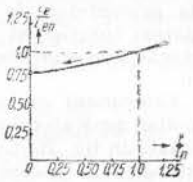


Fig. 72. Caracteristica reglajului la generatorul cu excitaţie separată.

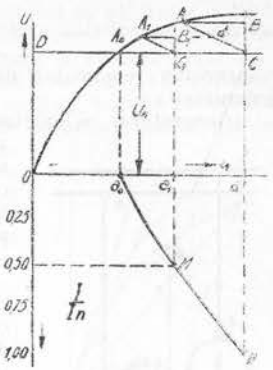


Fig. 73. Construirea caracteristicei reglajului la generatorul cu excitaţie separată.

Pentru funcţionarea în paralel la bare comune a mai multor generatori este nevoie de un minim de cădere de tensiune $\left(\frac{\Delta U}{U_n} \geqslant 6\,\%\right)$, condiţie care nu poate fi totdeauna îndeplinită, mai ales la maşini compensate şi rapide. Deaceea, în

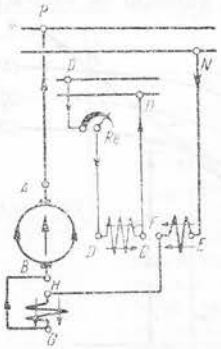


Fig. 74. Schema generatorului cu excitaţie separată şi compoundare diferenţială.

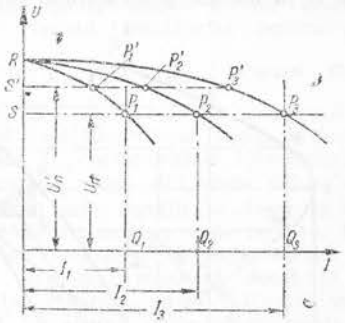


Fig. 75. Repartizarea sarcinilor la funcţionarea în paralel a generatorilor cu excitaţie separată.

astfel de cazuri se prevede, afară de excitaţia separată, şi o înfăşurare de excitaţie serie care să slăbească fluxul pe măsură ce creşte sarcina, adică o compoundare diferenţială (fig. 74).

In legătură cu aceasta se menţionează că un bun mers în paralel, de exemplu, a trei generatori, ai căror curenţi nominali sunt: I_1, I_2, I_3 se obţine dacă, prin scăderea sarcinii dela valoarea $I_1 + I_2 + I_3$ la valoarea $I_1' + I_2' + I_3'$, raportul sarcinilor individuale ale generatorilor rămâne neschimbat, adică $\overline{SP_1} : \overline{SP_2} : \overline{SP_3} =$

$= \overline{S'P_1'} : \overline{S'P_2'} : \overline{S'P_3'}$ (fig. 75). Pentru aceasta, cei trei generatori trebue să aibă aceeaşi caracteristică externă $\frac{U}{U_n} = f\left(\frac{I}{I_n}\right)$. La conectare şi deconectare, prin manevrarea reostatelor de excitaţie Re, trebue să se obţină $E = U$ la toţi generatorii.

Generatorul cu excitaţie separată se foloseşte pentru alimentarea diverselor reţele (lumină, tracţiune) cu mari căderi de tensiune sau cu mari variaţii de tensiune, la încărcarea bateriilor de acumulatori, la agregate generator-motor pentru reglarea turaţiei şi cazuri analoge în care maşinile autoexcitate sunt nestabile sau necorespunzătoare scopului.

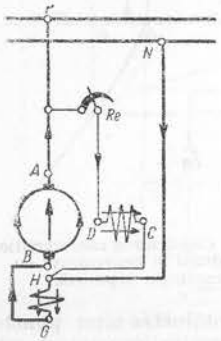


Fig. 76. Schema generatorului cu excitaţie în derivaţie.

β) *Generatorul cu excitaţie în derivaţie.* Schema conexiunilor generatorului cu excitaţie în derivaţie este reprezentată în fig. 76. Curentul de excitaţie este produs de tensiunea dela bornele maşinii. Rolul şi necesitatea magnetismului remanent pentru autoexcitaţie au fost expuse la § 13.

Caracteristica în gol este analogă cu aceea a maşinii cu excitaţie separată şi se obţine, pe cale experimentală, în acelaşi mod. Se observă însă că autoexcitaţia generatorului cu excitaţie în derivaţie este posibilă într'un singur sens. Din această cauză, caracteristica în gol poate fi ridicată numai pentru un singur sens al curentului de excitaţie.

Caracteristica în scurtcircuit nu se poate ridica, deoarece tensiunea U la bornele generatorului fiind zero, curentul de excitaţie este şi el nul. Dacă este totuşi nevoie să se ridice această caracteristică, în vederea construirii celorlalte caracteristice, trebue folosită o sursă separată pentru alimentarea circuitului de excitaţie.

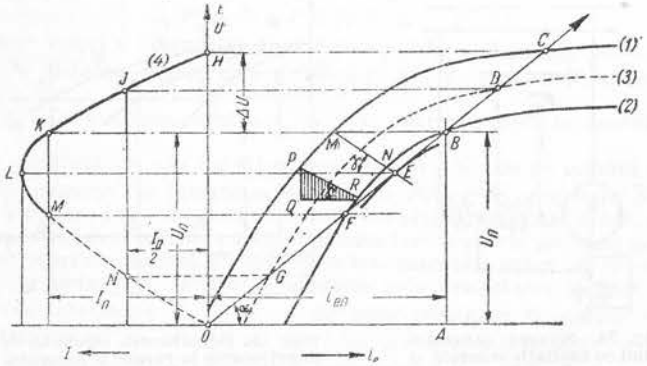


Fig. 77. Caracteristicele generatorului cu excitaţia în derivaţie:
(1) — caracteristica în gol; (2), (3) — caracteristica în sarcină; (4) — caracteristica externă.

Caracteristica în sarcină pentru o anumită sarcină se poate construi în acelaşi mod ca şi la maşina cu excitaţie separată (fig. 77), cu ajutorul caracteristicei în gol şi al triunghiului de scurtcircuit.

Condiţia de autoexcitaţie în gol rezultă din fig. 78. Punctul de funcţionare se găseşte la intersecţia dreptei caracteristice (1) a circuitului de excitaţie, având $\operatorname{tg} \alpha = r$, cu caracteristica în gol a maşinii (2); dacă rezistenţa r a circuitului de excitaţie (inclusiv reostatul) creşte, punctul de funcţionare A coboară către origine şi tensiunea maşinii scade. Există o limită superioară a rezistenţei circuitului, peste care maşina nu se poate amorsa. Această limită, $r_0 = \operatorname{tg} \alpha_0$, numită rezistenţă critică, corespunde dreptei (3) de pe figură, tangentă la caracteristica în gol în origine. Se observă că, la o turaţie mărită, caracteristica în gol se deplasează în sus şi rezistenţa critică devine mai mare. Astfel, la caracteristica în gol (4), corespunzând unei turaţii mărite, rezistenţa critică este dată de coeficientul unghiular al dreptei (5), vizibil mai mare decât acela al dreptei (3).

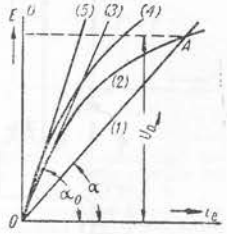


Fig. 78. Condiţia de autoexcitaţie a generatorului cu excitaţia în derivaţie.

In sarcină, punctele G, F din fig. 77 sunt puncte de funcţionare instabilă, spre deosebire de punctele B, D, C, în care maşina funcţionează stabil. Punctul E se situează pe o caracteristică în sarcină, corespunzătoare curentului limită $I_{max} = I_n \cdot \frac{\overline{ME}}{\overline{NE}}$, pe care îl poate debita generatorul pentru o rezistenţă dată r a circuitului de excitaţie. Această valoare maximă a curentului se numeşte *intensitate critică*.

Caracteristica externă se construeşte cu ajutorul caracteristicelor în sarcină şi al dreptei caracteristice a circuitului de excitaţie. Ordonatele diferitelor puncte ale caracteristicei externe sunt date de intersecţiile acestei drepte cu caracteristicele în sarcină, iar abscisele sunt date de curenţii de sarcină corespunzători acestor caracteristice. In fig. 77 este redată construcţia pentru punctele care corespund lui I_n, $\frac{I_n}{2}$, I_{max}. Partea stabilă a caracteristicei externe este partea sa superioară $HJKL$; partea inferioară corespunde unui regim de funcţionare nestabilă. Punctul L, corespunzând intensităţii critice I_{max}, poate fi rareori atins, din cauza dificultăţilor de comutaţie. Dacă el este depăşit, se trece în zona de instabilitate $LMNO$ şi tensiunea cade la zero. Deoarece odată cu tensiunea variază şi excitaţia, forma caracteristicei externe este mai înclinată decât la generatorul cu excitaţie separată, adică ΔU este mai mare în condiţii egale. Totuşi, în unele cazuri, poate fi necesară o mărire a lui ΔU printr'o compoundare diferenţială (fig. 79), din aceleaşi motive ca şi la generatorii cu excitaţie separată.

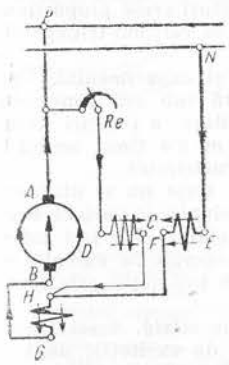


Fig. 79. Schema generatorului cu excitaţia în derivaţie şi compoundare diferenţială.

Caracteristica reglajului este identică cu aceea a generatorului cu excitaţie separată.

Generatorul cu excitaţie în derivaţie este cel mai răspândit dintre generatorii de curent continuu, fiind folosit în toate scopurile.

γ) *Generatorul cu excitaţie în serie.* La acest fel de generatori, bobinajul de excitaţie este conectat în serie cu indusul (fig. 80), deci $i_e = I_a = I$. Caracteristicele în gol şi în sarcină nu se pot ridica decât excitând maşina dela o sursă separată; tot astfel, pentru ridicarea caracteristicei în scurtcircuit,

în vederea construirii triunghiului de scurtcircuit, trebue folosită tot excitaţia separată. Cu ajutorul caracteristicei în gol şi a triunghiului de scurtcircuit se poate construi c a r a c t e r i s t i c a e x t e r n ă (fig. 81), adică $U = f(I)$ pentru n = constant. Deoarece excitaţia este dată de curentul principal, tensiunea creşte cu sarcina, începând dela valoarea de remanenţă E_r, iar curba $U = f(I)$, (curba

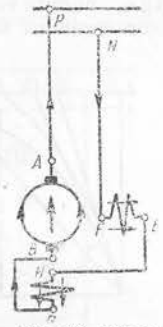


Fig. 80. Schema generatorului cu excitaţie serie.

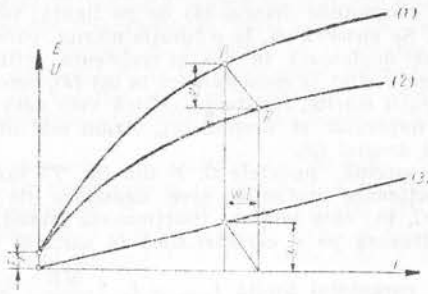


Fig. 81. Caracteristicele generatorului cu excitaţie serie:
(1) — caracteristica în gol; (2) — caracteristica externă; (3) — curba căderii de tensiune RI.

2), are o formă asemănătoare caracteristicei în gol (curba 1); totuşi, ea se înclină mult pe măsură ce creşte curentul, din cauza creşterii în acelaşi timp a căderii de tensiune dată de triunghiul de scurtcircuit, ale cărui laturi cresc proporţional cu sarcina. In fig. 81, dreapta (3) reprezintă locul geometric al vârfului triunghiului de scurtcircuit în funcţie de curentul de sarcină I.

C a r a c t e r i s t i c a e x t e r n ă poate fi ridicată şi experimental. Dacă maşina se saturează, caracteristica experimentală coboară sub cea construită, din cauza influenţei suplimentare a reacţiei transversale a indusului, de care nu s'a ţinut seamă la construirea triunghiului de scurtcircuit.

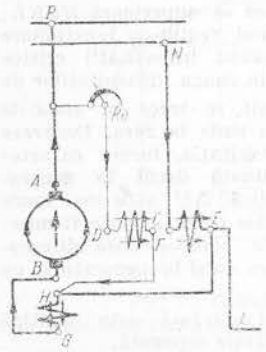


Fig. 82. Schema generatorului cu excitaţie mixtă (compound).

Generatorul cu excitaţie serie nu se utilizează în practică din cauză că tensiunea sa variază brusc cu sarcina. La începutul secolului, el a fost folosit în instalaţii de transport de energie în curent continuu, însă numărul acestor instalaţii este foarte redus.

δ) *Generatorul cu excitaţie mixtă.* Acest tip de generator are două bobinaje de excitaţie, unul în derivaţie şi al doilea în serie (fig. 82), deci întruneşte proprietăţile combinate ale celor două tipuri de generatori. Deobicei, înfăşurările sunt astfel calculate, încât excitaţia în derivaţie să producă tensiunea nominală la mersul în gol, iar cea serie, producând un câmp de acelaşi sens cu prima, să compenseze căderea de tensiune la o anumită sarcină. Se obţine astfel un reglaj automat al tensiunii între anumite limite ale sarcinii. La acest fel de generatori, caracteristica externă prezintă cel mai mare interes. Fig. 83 reprezintă diferite forme ale acestei caracteristice. In cazul când căderea de tensiune este compensată pentru sarcina

nominală I_n, generatorul se numeşte normal compoundat, iar caracteristica este cea indicată de curba (1). Dacă excitaţia serie este mai puternică, caracteristica se ridică mai sus, cum arată curba (2), iar maşina se numeşte supracompoundată. Dacă înfăşurarea serie produce un flux dirijat în sens invers înfăşurării în derivaţie, căderea de tensiune creşte foarte mult, curba este foarte căzătoare (curba (4), fig. 83), şi se spune că generatorul este prevăzut cu compoundare diferenţială. Pentru comparaţie, s'a reprezentat prin curba (3) şi caracteristica externă a generatorului cu excitaţie în derivaţie.

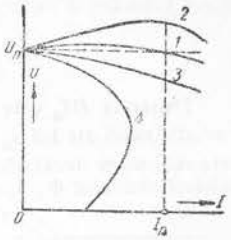


Fig. 83. Caracteristice externe ale generatorilor cu excitaţie mixtă:
1 — generator normal compoundat; 2 — generator supra compoundat; 3 — generator cu excitaţie în paralel; — 4 generator subcompoundat (compoundare diferenţială).

In fig. 84 sunt redate caracteristicele reglajului, corespunzătoare caracteristicelor externe reprezentate de curbele (1) şi (2) din fig. 83.

Generatorul cu excitaţie mixtă se foloseşte mai mult în cazuri izolate, când este necesar să se menţină tensiunea aproximativ constantă la variaţii de sarcină mari şi brusce. Utilizarea generatorului cu compoundare diferenţială a fost menţionată anterior.

49. Caracteristicele de funcţionare ale motoarelor. Prin micşorarea excitaţiei i_e la turaţie constantă, deci a f.e.m. $E = \frac{2w}{a}\frac{pn}{60}\Phi\ 10^{-8}$ a unui generator excitat separat şi cuplat la o reţea cu tensiune U constantă, se inversează sensul curentului principal I_a, iar generatorul devine motor, deoarece, prin această inversare se schimbă sensul cuplului electromagnetic M, care, din rezistent devine activ; în consecinţă, maşina absoarbe puterea electrică UI_a şi debitează putere mecanică, sensul rotaţiei rămânând acelaşi.

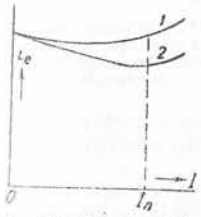


Fig. 84. Caracteristice de reglaj ale generatorilor cu excitaţie mixtă:
1 — generator normal compoundat; 2 — generator supracompoundat.

Dacă însă se păstrează atât sensul excitaţiei cât şi sensul curentului principal I_a în indus şi se decuplează motorul de antrenare; maşina va funcţiona ca motor, rotindu-se în sens opus sensului de rotaţie anterior (ca generator). Acest principiu de reversibilitate este general pentru toate maşinile de curent continuu.

Proprietăţile motoarelor în regim de funcţionare stabil sunt redate de caracteristicele lor de funcţionare. Aceste caracteristice se stabilesc pentru U = constant şi sunt date de relaţiile: n, M, I_a şi η în funcţie de puterea mecanică debitată, P_2, curentul absorbit I_a sau cuplul M. Printre caracteristicele de funcţionare figurează şi caracteristica mecanică $n = f(M)$, care are o mare importanţă în domeniul acţionării electrice.

Toate aceste caracteristice corespund condiţiilor naturale de funcţionare ale motorului, adică se variază sarcina, fără să se acţioneze în vreun fel asupra celorlalţi parametri care determină regimul de funcţionare al motorului.

In raport cu modul de excitaţie, se deosebesc următoarele tipuri de motoare de curent continuu:

α) motorul cu excitaţie separată;
β) motorul cu excitaţie în derivaţie (în paralel);
γ) motorul cu excitaţie serie;
δ) motorul cu excitaţie mixtă.

α) *Motorul cu excitaţie separată.* Fig. 85 reprezintă schema de conexiuni a acestui fel de motor. Caracteristica mecanică $n = f(M)$, în două cazuri diferite, este dată de curbele (*1*) şi (*2*) din fig. 86. Turaţia, pentru un anumit cuplu $M = k' I_a \Phi$, rezultă din relaţia:

$$n = \frac{U - RI_a}{k\Phi}. \qquad (49.1)$$

Deoarece RI_a este totdeauna mic pe lângă U, n este aproape constant pentru variaţii mari ale lui I_a sau M. Dacă efectul demagnetizant al reacţiei indusului este mai mare decât efectul căderii ohmice, n poate chiar că crească uşor, din cauza scăderii fluxului Φ; acesta este cazul curbei (*2*) din fig. 86, care este cel mai puţin

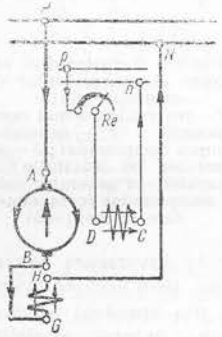


Fig. 85. Schema motorului cu excitaţie separată.

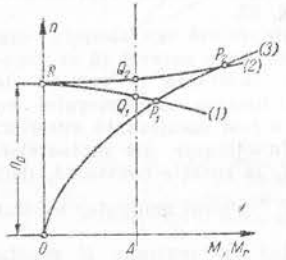


Fig. 86. Caracteristice ale turaţiei $n = f(M)$ la motoare cu excitaţie în derivaţie:
(*1*) — reacţia indusului < căderea ohmică; (*2*) — reacţia indusului > căderea ohmică; (*3*) — $n = f(M_r)$.

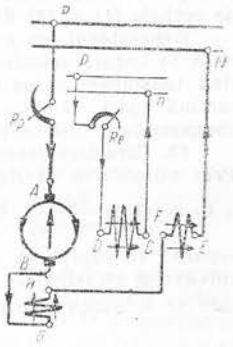


Fig. 87. Schema motorului cu excitaţie separată şi bobinaj de compoundare adiţională.

frecvent. In caz contrar, caracteristica are forma uşor căzătoare a curbei (*1*) din fig. 86. Această formă aproape orizontală a caracteristicei turaţiei constitue particularitatea motoarelor excitate separat sau în derivaţie.

Stabilitatea funcţionării acestor motoare depinde de felul sarcinii. Pentru stabilitate este necesar ca curbele $n = f(M)$ şi $n = f(M_r)$ să nu se întretaie sub un unghi prea ascuţit, M_r fiind cuplul rezistent. De exemplu, s'a trasat, în fig. 86, curba (*3*), care reprezintă caracteristica $n = f(M_r)$ pentru un anumit tip de sarcină. Punctul de funcţionare stabilă este P_1 de pe curba (*1*), iar nu P_2 de pe curba (*2*), unde mici variaţii ale turaţiei n atrag după sine mari variaţii ale sarcinii M, care pot să ducă la declanşarea întreruptorilor. Pentru acest fel de sarcini, ca de exemplu ventilatoarele, este deci necesară o caracteristică $n = f(M)$ căzătoare, iar nu ridicătoare. In alte cazuri, ca, de exemplu, în cazul pompelor cu piston (cuplu constant), funcţionarea este stabilă, atât în punctul Q_1 de pe curba (*1*), cât şi în punctul Q_2 de pe curba (*2*). Pentru a se obţine, din motive de stabilitate în funcţionare, o caracteristică căzătoare, se obişnueşte să se prevadă atât motoarele cu excitaţie separată, cât şi cele cu excitaţie în derivaţie, cu un bobinaj serie, care să întărească câmpul (fig. 87), astfel încât să se obţină o cădere de turaţie satisfăcătoare. In ecuaţia turaţiei, Φ nu mai este constant, ci variază în acelaşi sens cu I_a. Fig. 88 reprezintă construcţia curbei $n = f(I_a)$, în cazul motorului prevăzut cu compoundare adiţională.

Plecând dela caracteristica în gol a maşinii, de pe punctul de funcţionare B corespunzând tensiunii reţelei U, se ia $\overline{BF} = RI_a$, apoi $\overline{FG}$ orizontal şi egal cu amperspirele serie corespunzând curentului I_a, mai puţin cele de reacţie a indusului (din triunghiul de scurtcircuit). Ordonata $\overline{CG}$ a punctului G măsoară f.e.m.

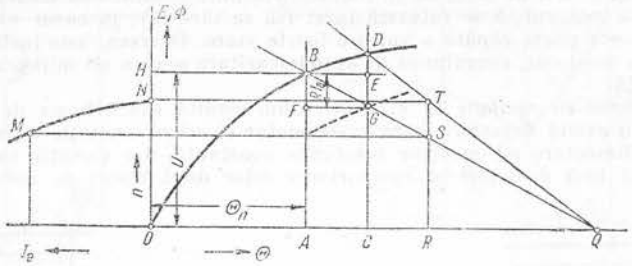


Fig. 88. Construirea caracteristicei $n = f(I_a)$ pentru un motor cu excitaţie separată şi compoundare adiţională.

E, respectiv fluxul Φ pentru curentul de sarcină I_a; ordonata $\overline{AB}$ a punctului B măsoară f.e.m. E_0, respectiv fluxul Φ_0 în gol, adică pentru $I_a = 0$. Intrucât $U = E_0 = k\, n_0\, \Phi_0$, se deduce:

$$k = \frac{U}{n_0\, \Phi_0}, \qquad (49.2)$$

n_0 fiind turaţia în gol. Introducând această valoare a lui k în relaţia (49.1), se obţin:

$$n = \frac{U - RI_a}{U} \frac{\Phi_0}{\Phi} n_0, \qquad (49.3)$$

sau (grafic):

$$\frac{n}{n_0} = \frac{\overline{CG}}{\overline{CE}} \cdot \frac{\overline{CE}}{\overline{CD}} = \frac{\overline{CG}}{\overline{CD}} = \frac{\overline{RS}}{\overline{RT}}. \qquad (49.4)$$

Punctele R, S şi T sunt situate pe o verticală oarecare, dispusă între punctul C şi punctul Q de întretăiere a prelungirii segmentului $\overline{BG}$ cu axa absciselor. $\overline{RT}$ măsoară deci pe n_0, iar $\overline{RS}$ pe n, pentru un I_a dat.

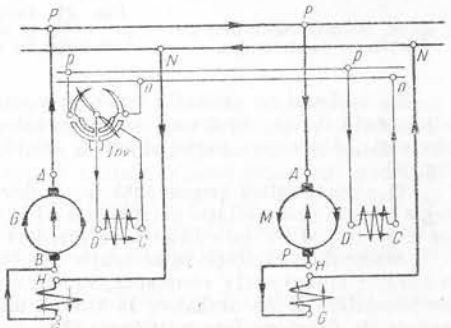


Fig. 89. Schema grupului generator motor.

Aproape în toate cazurile, motorul cu excitaţie separată se compoundează. Exemplele de motor excitat separat şi fără compoundare sunt rare. Un asemenea caz se prezintă la agregatul generator-motor (fig. 89), care este constituit, în cazurile cele mai simple, dintr'un generator G cu tensiune reglabilă între $+U$ şi $-U$, care alimentează motorul M excitat separat şi cu turaţie variabilă între $+n$ şi $-n$. Astfel de agregate sunt folosite îndeosebi pentru acţionarea maşinilor de extracţie şi a laminoarelor. O compoundare a motorului este dăunătoare în ase-

menea cazuri, deoarece ar acţiona — la turaţie inversă — în sensul slăbirii câmpului şi ar trebui deconectată; această manevră trebue evitată, din cauza curenţilor puternici care intervin. Trebue atrasă atenţia şi asupra unui alt fenomen. Când excitaţia generatorului, deci Θ, este nulă, din cauza magnetismului remanent, U este totuşi diferit de zero, iar în indusul maşinilor continuă să treacă un curent care face ca motorul să se rotească încet (să se târască); în cazul unei frânări, curentul acesta poate căpăta o valoare foarte mare. Deaceea, este justificat să se utilizeze, în acest caz, conexiunea de autodesexcitare sau un alt mijloc asemănător de siguranţă.

β) *Motorul cu excitaţie în derivaţie.* Cum rezultă din schema de conexiuni (fig. 90), nu există deosebire între acest motor şi cel cu excitaţie separată, dacă sursa de alimentare îşi menţine tensiunea constantă. La variaţii ale tensiunii reţelei, sunt însă deosebiri în comportarea celor două tipuri de motoare.

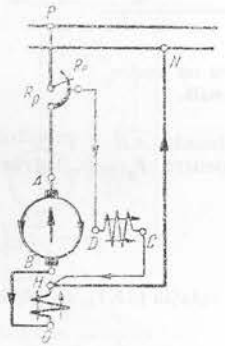


Fig. 90. Schema motorului cu excitaţie în derivaţie.

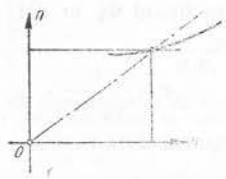


Fig. 91. Caracteristica $n = f(U)$ la motorul cu excitaţia în derivaţie.

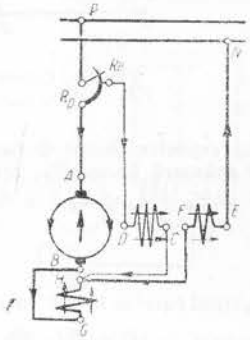


Fig. 92. Schema motorului cu excitaţie în derivaţie şi compoundare adiţională.

La motorul cu excitaţie separată n variază proporţional cu U, excitaţia fiind alimentată dela o sursă cu tensiune constantă, pe când la motorul cu excitaţie în derivaţie, din cauza variaţiei lui i_e odată cu U, curba $n = f(U)$ are forma din fig. 91.

O caracteristică importantă a motorului derivaţie este posibilitatea de a regla turaţia prin variaţia excitaţiei $n = f(i_e)$; acest reglaj necesită numai un reostat de excitaţie şi nu este însoţit de pierderi suplimentare în circuitul rotoric.

Motorul cu excitaţie în derivaţie este foarte mult utilizat, oriunde este necesară o turaţie aproximativ constantă, independentă de sarcină. Din cauza pericolului de pendulare şi de ambalare la turaţii înalte (Φ redus), este aproape totdeauna nevoie de compoundare adiţională (fig. 92).

γ) *Motorul cu excitaţie în serie.* Schema motorului cu excitaţie în serie este dată în fig. 93. Dacă se păstrează legăturile, sensul rotaţiei unui generator serie (fig. 80) se inversează, atunci când este folosit ca motor. Dacă se urmăreşte păstrarea sensului rotaţiei, trebue inversate, fie legăturile bornelor E şi F ale inductorului, fie cele ale bornelor indusului.

Caracteristica turaţiei se deosebeşte fundamental de aceea a motorului cu excitaţie separată sau în paralel, prin faptul că fluxul depinde de sarcină. Aceasta constitue particularitatea motorului cu excitaţie în serie. Turaţia se determină pe baza aceleiaşi formule ca şi la motorul cu excitaţie în derivaţie. In fig. 94 s'a reprezentat caracteristica turaţiei sub forma $n = f(I)$, ceeace este aproximativ

acelaşi lucru cu $n = f(P_2)$, deoarece P_2 este, în primă aproximaţie, proporţional cu I. Caracteristica turaţiei are aspectul unei hiperbole. Pentru construirea ei, se poate pleca dela un punct cunoscut al său, de exemplu dela turaţia normală n_n, corespunzătoare tensiunii reţelei U, forţei electromotoare E_n şi curentului

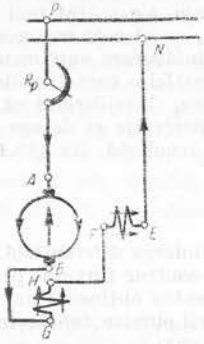


Fig. 93. Schema motorului cu excitaţie serie.

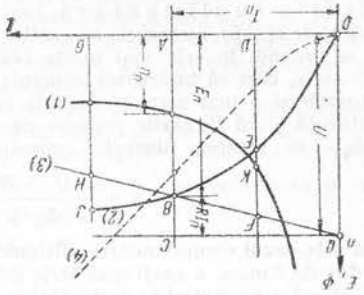


Fig. 94. Caracteristicele motorului cu excitaţie în serie:
(1) — caracteristica $n = f(I)$; (2) — curba de magnetizare; (3) — dreapta $U - RI = f(I)$; (4) — caracteristica $M = f(I)$.

normal I_n, folosind dreapta (3) $U - RI = f(I)$ şi curba de magnetizare (2) $E = f(I)$; pentru un alt curent $I = \overline{OD}$, $n = \overline{DK} = n_n \cdot \frac{\overline{DF}}{\overline{DE}}$.

Analitic, ecuaţia caracteristicei se deduce din relaţia (49.1), ţinând seamă că, în cazul maşinii nesaturate, Φ este proporţional cu I. Această ecuaţie este deci:

$$n = \frac{U - RI}{k_e' I} = k_1 \frac{U}{I} + k_2. \qquad (49.5)$$

La reduceri de sarcină, n poate atinge valori periculoase. Deaceea motorul serie trebue să funcţioneze în astfel de condiţii, încât mersul în gol să fie exclus.

Caracteristica cuplului $M = f(I)$ este dată de curba (4) din fig. 94. La sarcini reduse, când maşina este nesaturată, cuplul variază proporţional cu pătratul sarcinii, căci $M = k_M \Phi I$, iar Φ este proporţional cu I, deci $M = k_M' I^2$. Pe măsură ce creşte sarcina, creşte şi saturaţia maşinii şi cuplul începe să crească tot mai încet, caracteristica apropiindu-se din ce în ce mai mult de o dreaptă, cu cât saturaţia este mai mare.

Caracteristica mecanică $n = f(M)$ este o hiperbolă, dacă motorul este nesaturat, adică dacă Φ este proporţional cu I. In acest caz, $M = k_M' I^2$, de unde $I = k_M'' \sqrt{M}$; pe de altă parte, $n = \frac{U - RI}{k_e \Phi}$. Rezultă de aici:

$$n = \frac{U - RI}{k_e' I} = k' \frac{U}{\sqrt{M}} + k_2. \qquad (49.6)$$

Motorul cu excitaţie serie este folosit la tensiune constantă, pentru instalaţii de ridicat şi pentru tracţiune, unde se cer un cuplu mare de pornire şi variaţii

mari ale turaţiei. In special, motoarele serie sunt foarte indicate ca motoare de tracţiune.

δ) *Motorul cu excitaţie mixtă.* După cum predomină una sau cealaltă înfăşurare de excitaţie, se deosebesc două feluri de astfel de motoare:

— Motoare cu excitaţie principală în derivaţie şi cu excitaţia suplimentară în serie. Cum s'a arătat mai înainte, la subparagrafele α) şi β), motoarele cu excitaţie separată, ca şi cele cu excitaţie în derivaţie, se prevăd, în cele mai multe cazuri, cu o înfăşurare suplimentară de excitaţie în serie, care să întărească câmpul; se obţine astfel o caracteristică căzătoare de turaţie şi o mai mare stabilitate în funcţionare. Considerând că maşina nu este saturată şi că fluxurile produse de f.m.m. în derivaţie şi de cea în serie — Φ_d şi Φ_s — se compun algebric, expresia turaţiei, rezultată din (49.1), este:

$$n = \frac{U - RI_a}{k(\Phi_d + \Phi_s)}. \tag{49.7}$$

Acesta este cazul compoundării adiţionale. Compoundarea diferenţială, la care fluxul produs de f.m.m. a excitaţiei serie este de sens contrar fluxului produs de f.m.m. principală a excitaţiei în derivaţie, se foloseşte pentru obţinerea unei turaţii aproximativ constante la motoarele la care efectul căderii ohmice depăşeşte efectul reacţiunii indusului. Expresia turaţiei este, în acest caz:

$$n = \frac{U - RI_a}{k(\Phi_d - \Phi_s)}. \tag{49.8}$$

Excitaţia în serie trebue să fie relativ slabă, deoarece în caz contrar s'ar putea ca n să crească cu I_a, din cauza scăderii fluxului rezultant, $\Phi_d - \Phi_s$, ceeace duce la instabilitate. Acest gen de excitaţie este folosit destul de rar.

— Motoare cu excitaţie principală în serie şi cu excitaţie suplimentară în derivaţie. La acest tip de motoare, bobinajele de excitaţie se conectează totdeauna astfel, încât fluxurile respective să se adune, adică: $\Phi = \Phi_d + \Phi_s$. Prin introducerea excitaţiei în derivaţie, dispare pericolul unei ambalări a motorului la sarcină redusă.

Caracteristicele de funcţionare ale unui asemenea motor sunt apropiate de acelea ale motorului cu excitaţie în serie. Dealtfel, caracteristicele unui motor cu excitaţie mixtă pot fi foarte diferite şi se apropie de acelea ale unui tip de motor sau ale altuia, după cum predomină un bobinaj de excitaţie sau altul.

50. **Mersul în paralel al generatorilor.** In centralele electrice se instalează deobicei mai mulţi generatori, pentru a asigura o livrare neîntreruptă a energiei electrice, cum şi pentru o mai bună utilizare a grupurilor. Sunt posibile două moduri de conectare împreună a generatorilor:

a) In serie; acest mod de conectare se întâlneşte rar, pentrucă ieşirea din funcţiune a unuia dintre generatori perturbă funcţionarea întregii instalaţii. Conectarea în serie a generatorilor de curent continuu se utilizează mai ales în instalaţii de înaltă tensiune, de exemplu în substaţiile de tracţiune ale căilor ferate electrice, cum şi în instalaţii cu destinaţie specială.

b) In paralel; acesta este un mod de conectare foarte răspândit, deoarece asigură, în general, o mare elasticitate şi siguranţă în funcţionarea instalaţiei. In cele ce urmează se va studia conectarea în paralel a generatorilor cu diferite feluri de excitaţie.

α) *Generatorii cu excitaţie separată şi în derivaţie* trebue să îndeplinească următoarele condiţii pentru mersul în paralel:

— La conectare, tensiunea dintre bornele generatorului care se va conecta (*II*) trebue să fie egală cu tensiunea dintre barele la care va fi legat, sau cu aceea dintre bornele generatorului (*I*) care alimentează reţeaua, fiind deja conectat la bare.

— Legarea la reţea trebue să se facă respectând polaritatea, adică borna pozitivă a generatorului care trebue legat (*II*) să corespundă barei pozitive şi bornei pozitive a generatorului (*I*), deja conectat la bare. Aceasta se poate verifica în felul următor: se leagă electric una dintre bornele generatorului (*II*) cu una dintre bare, iar între cealaltă bornă şi cea de a doua bară se conectează fie un voltmetru, fie o lampă cu incandescenţă. Dacă alegerea este bine făcută şi dacă s'a îndeplinit condiţia *A*, voltmetrul sau lampa nu vor indica nicio tensiune; dacă însă legăturile sunt greşit făcute, lampa se va aprinde, iar voltmetrul va indica o tensiune dublă faţă de cea nominală a generatorului.

— După legarea în paralel a generatorului (*II*), cu respectarea condiţiilor *A* şi *B*, acesta nu va debita niciun curent în reţea. In adevăr, dacă se înseamnă cu I_I şi I_{II} curenţii debitaţi respectiv de generatorii (*I*) şi (*II*), cu R_I şi R_{II} rezistenţele totale ale maşinilor, cu E_I şi E_{II} forţele electromotoare în indusurile respective şi cu U tensiunea barelor reţelei, se poate scrie relaţia:

$$I_{II} = \frac{E_{II} - U}{R_{II}}. \tag{50.1}$$

Atât timp cât $E_{II} = U$, generatorul (*II*) nu va furniza niciun curent ($I_{II} = 0$); dacă se măreşte excitaţia generatorului, astfel încât $E_{II} > U$, el începe să debiteze curentul I_{II}, descărcând corespunzător generatorul (*I*) care de aici înainte nu mai livrează decât curentul $I_I - I_{II}$. Pentru maşina (*I*) se poate scrie:

$$U = E_I - (I_I - I_{II}) R_I = E_I - I_I R_I + I_{II} R_I, \tag{50.2}$$

I_I fiind curentul debitat de generatorul *I* înainte de conectarea generatorului *II*.

Din această ecuaţie rezultă că tensiunea barelor U s'a mărit prin conectarea generatorului *II* şi prin mărirea excitaţiei sale, dacă nu s'a modificat în acelaşi timp excitaţia generatorului (*I*), adică f.e.m. E_I. Pentru a readuce barele la tensiunea iniţială U, trebue redusă excitaţia maşinii (*I*) cu o valoare corespunzătoare.

O parte din sarcina generatorului (*I*) s'ar fi putut trece asupra generatorului (*II*) şi prin micşorarea excitaţiei maşinii (*I*) ceeace ar fi produs o scădere a tensiunii barelor U; această tensiune ar fi trebuit apoi să fie readusă la valoarea sa iniţială, prin mărirea corespunzătoare a excitaţiei generatorului (*II*). Dacă se urmăreşte menţinerea constantă a tensiunii U în timpul manevrei, trebue acţionate simultan ambele excitaţii în sensuri opuse.

Prin modificarea ambelor excitaţii se poate obţine orice distribuţie a sarcinilor celor două maşini, U rămânând constant. Este chiar posibil ca una dintre maşini să devină motor, fiind acţionată de energia produsă de cealaltă. De exemplu: dacă excitaţia generatorului (*II*) este redusă într'atât, încât $E_{II} < U$, I_{II} devine negativ şi maşina (*II*) funcţionează ca motor.

Pentru o deconectare fără şocuri a unuia dintre generatori trebue întâi redusă excitaţia sa şi, în acelaşi timp, trebue mărită excitaţia celeilalte maşini, până când, U rămânând constant, curentul debitat de generatorul care va fi deconectat ajunge la zero; abia după aceasta se poate proceda la deconectare.

β) *Generatorii compound* trebue prevăzuţi cu o legătură de egalizare a excitaţiilor în serie. Fără această legătură, dacă din vreun motiv oarecare, de exemplu mărirea turaţiei motorului primar, sarcina unuia dintre generatori ar creşte, excitaţia lui s'ar mări şi l-ar face să debiteze un curent şi mai mare până când va prelua nu numai întreaga sarcină a barelor, dar va ajunge să antreneze şi pe ceilalţi generatori, făcându-i să funcţioneze ca motoare. Legătura de egalizare are următorul efect: când un generator debitează un curent mai mare, acesta influen-

ţează în mod egal excitaţiile în serie ale tuturor celorlalte maşini legate în paralel (fig. 95). In aceste condiţii, funcţionarea devine perfect stabilă.

Pentru conectarea în paralel la bare a unui generator compound, se poate proceda în două moduri:

A. Se leagă excitaţia serie a generatorului care trebue conectat, în paralel cu celelalte excitaţii serie, închizând întreruptorul (*1*) respectiv; apoi se reglează excitaţia în derivaţie astfel, încât tensiunea la borne a generatorului să fie egală cu tensiunea barelor, condiţiile de polaritate fiind în prealabil îndeplinite. Se închide apoi întreruptorul (*2*). Defectul acestui mod de conectare constă în faptul că, în momentul închiderii întreruptorului (*1*), adică în momentul conectării în paralel cu celelalte excitaţii serie, a excitaţiei serie a generatorului care trebue legat la bare, tensiunea reţelei suferă o mică scădere. In schimb, nu există şocuri de putere.

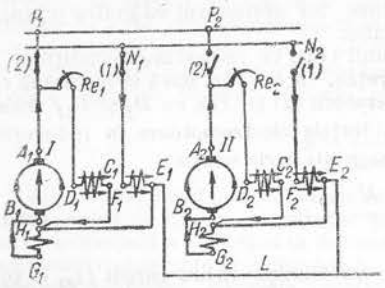


Fig. 95. Generatori compound cuplaţi în paralel.

B. După ce s'a verificat polaritatea justă a generatorului care se conectează, i se reglează tensiunea cu ajutorul excitaţiei în derivaţie, astfel încât să fie egală cu tensiunea barelor. Se închide apoi simultan întreruptorul dela bare al indusului (*2*) şi acela al excitaţiei serie (*1*). Prin acest mod de conectare se produce un şoc de sarcină neplăcut, dar nepericulos. In schimb, tensiunea variază relativ puţin.

Repartizarea sarcinii între generatorii cu excitaţie mixtă şi trecerea sarcinii dela un generator la altul se efectuează la fel ca la generatorii cu excitaţie în derivaţie, prin variaţia curentului de excitaţie în derivaţie.

γ) *Generatorii în serie* pot funcţiona în paralel cu excitaţiile încrucişate. Curentul debitat de una dintre maşini crescând accidental, în urma măririi turaţiei motorului primar, aduce o mărire a excitaţiei celeilalte maşini. Acest caz de funcţionare nu are însă aplicaţii practice, decât în mod cu totul excepţional.

51. Manevrarea motoarelor de curent continuu. Operaţiile principale de manevrare a motorului de curent continuu sunt:

— Schimbarea sensului de rotaţie.
— Pornirea.
— Frânarea electrică.
— Reglarea turaţiei.

α) *Sensul de rotaţie* al motoarelor de curent continuu se schimbă dacă se inversează sensul curentului fie în excitaţie, fie în indus. Schimbarea simultană a legăturilor în ambele bobinaje nu schimbă sensul de rotaţie.

β) *Pornirea* motoarelor de curent continuu se face în trei feluri:

— Prin conectare directă.
— Cu reostat de pornire.
— Prin reducerea tensiunii de alimentare.

Conectarea directă constă în simpla închidere a întreruptorului care stabileşte legătura dintre circuitul indusului şi reţeaua de alimentare; motoarele cu excitaţie separată, în paralel şi mixtă, trebue excitate în prealabil.

Această metodă nu se poate aplica decât în cazul motoarelor mici (câteva sute de waţi), ea prezentând desavantaje care o fac inaplicabilă la motoarele mai mari. In momentul închiderii întreruptorului, $n = 0$, $E = 0$, iar I_a are o valoare foarte mare, dacă se aplică la bornele motorului întreaga tensiune U a reţelei.

De aici rezultă o serie de desavantaje, ca: ivirea unui cerc de foc pe colector; ridicarea temperaturii bobinajelor indusului, dacă pornirea durează mai mult timp (instalaţii cu volant mare); cădere de tensiune importantă în reţeaua de alimentare, dacă aceasta nu este dimensionată în consecinţă, pentru a suporta şocul de curent la pornire; şoc de cuplu de accelerare, care impune supradimensionarea mecanismului de transmisie a mişcării; complicaţii necesare la aparatajul de protecţie.

Pornirea prin conectare directă a motoarelor cu excitaţie în derivaţie şi mixtă (compound) fără reostat de demaraj a fost studiată de C. B. Iudiţchi. S'au ridicat oscilograme pentru determinarea şocului de pornire şi a timpului de pornire la motoare de 1,5...10,6 kW şi 110...220 V. In fig. 96 este reprezentată una dintre diagramele obţinute. Curentul la pornire a fost, pentru motoarele compound, egal cu de 8,5 până la 13,8 ori curentul nominal, iar durata pornirii, de 0,1 până la 0,3 s. La motoarele excitate în derivaţie, curentul la pornire este mai mare decât la cele cu excitaţie mixtă. La pornirea sub sarcină, saltul de curent a fost cu 15—35 % mai mare decât la pornirea în gol, iar timpul de pornire a atins 0,8 s. Incălzirea indusului nu prezintă niciun pericol pentru o singură pornire. Trebue observat însă că dificultăţile de comutaţie cresc pe măsură ce creşte curentul de pornire. Scânteile la colector încep să apară la curenţi de pornire $I = 4...6\ I_n$ şi devin puternice pentru $I_p = 7...11\ I_n$, cu riscuri de producere a cercului de foc. Deaceea, chiar motoarele de putere mică, destinate să suporte porniri dese, nu pot fi pornite prin conectare directă, dacă nu sunt construite special, astfel încât I_p să nu depăşească $4...6\ I_n$.

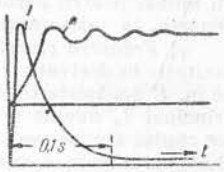


Fig. 96. Oscilogramă ridicată la pornirea în gol, prin cuplare directă, a unui motor cu excitaţie mixtă.

Pornirea cu reostat de pornire este metoda cea mai utilizată la motoarele de curent continuu. Reostatul de pornire se intercalează în circuitul indusului maşinii şi are misiunea de a reduce tensiunea la bornele motorului şi, odată cu aceasta, curentul de pornire, până când motorul căpătă o turaţie, deci o f.e.m. E, suficient de mare, pentru a permite conectarea la plina tensiune U a reţelei. In mod practic, la motoarele de curent continuu se întrebuinţează reostate metalice, cu răcire în aer sau ulei, cu două sau cu trei borne, simple sau combinate, cu comandă manuală, automată sau semiautomată, etc. Construcţia şi calculul acestora sunt date în alt capitol.

Pentru a evita ambalarea, trebue respectate două reguli:

a) Să nu se pornească un motor excitat în derivaţie, neexcitat sau cu o excitaţie insuficientă.

b) Să nu se pornească un motor excitat în serie, în gol sau cu o sarcină insuficientă.

In cazul motoarelor derivaţie, reostatul de pornire se construeşte deobicei cu trei borne, care se notează obişnuit cu literele *L*, *M*, *R*. La borna *M* se conectează excitaţia, astfel ca circuitului de excitaţie să i se aplice tensiunea U a reţelei, chiar dacă, reostatul fiind introdus în circuit, tensiunea la bornele indusului este mai mică.

In cazul motoarelor serie pentru tracţiune, afară de reostatul de pornire propriu zis, se mai prevede un dispozitiv care permite ca, la pornire, să se cupleze câte două motoare în serie, astfel ca fiecărui motor să nu i se aplice decât jumătate din tensiunea reţelei. Cele două reostate de pornire, împreună cu dispozitivul de cuplare în serie, sunt combinate într'un singur aparat de manevră (controler).

Pornirea prin reducerea tensiunii de alimentare se aplică în unele instalaţii de mare putere, mai ales unde au loc porniri dese: în

aceste cazuri, reostatul de pornire devine voluminos şi produce pierderi de energie însemnate, din care cauză este preferabilă înlăturarea lui şi aplicarea acestei metode. Se folosesc mai multe metode pentru a reduce tensiunea de alimentare a motorului în momentul pornirii: pornirea cu ajutorul maşinilor supravoltoare — devoltoare, pornirea prin baterii de acumulatori, divizarea tensiunii, pornirea prin sistemul generator-motor, etc. In special, ultima metodă este foarte des folosită, nu numai pentru pornire, dar şi pentru reglarea turaţiei. Ea va fi examinată mai departe, în subparagraful δ.

γ) *Frânarea electrică.* F r â n a r e a r e c u p e r a t i v ă. Dacă un motor cu excitaţie în derivaţie este antrenat la o turaţie mai înaltă decât cea de mers în gol, f.e.m. E depăşeşte tensiunea la borne U, iar în ecuaţia tensiunilor maşinii curentul principal I_a devine negativ, adică motorul devine generator, debitează în reţea, iar cuplul devine rezistent şi frânează maşina; această schimbare se produce fără nicio modificare a conexiunilor. Această proprietate poate avea unele aplicaţii, de exemplu la tracţiune: dacă la coborîrea unei pante, viteza motorului depăşeşte pe cea de mers în gol, maşina devine generator.

Frânarea produsă pe această cale este *recuperativă*.

La motorul serie, frânarea recuperativă nu este posibilă dacă se păstrează conexiunile, deoarece sensul de rotaţie ca motor este invers sensului de rotaţie ca generator.

Dacă se trece, prin schimbarea legăturilor, la excitaţia în paralel sau independentă, se poate totuşi obţine o frânare recuperativă cu acest motor. Această posibilitate este folosită pe scară largă în tracţiune, tendinţa fiind de a recupera pierderile rezultate din frânare şi a micşora astfel consumul de energie.

F r â n a r e a p r i n c o n e c t a r e i n v e r s ă (c o n t r a c u r e n t). O mişcare frânată se poate obţine totdeauna dacă sensul cuplului electromagnetic al motorului este invers sensului său de rotaţie. Astfel, dacă un motor este pus să ridice o greutate care produce un cuplu superior cuplului său electromagnetic, greutatea va coborî, iar motorul va căpăta rotaţie inversă cuplului său electromagnetic şi coborîrea greutăţii va fi frânată de motor. Se poate obţine acelaşi rezultat, păstrând sensul de rotaţie al motorului şi inversând sensul cuplului electromagnetic prin inversarea excitaţiei.

Deoarece prin aceasta curentul principal I_a capătă valori mult prea mari, este necesar ca, simultan cu inversarea excitaţiei sau cu inversarea sensului de rotaţie, să se introducă în circuitul principal al motorului o rezistenţă R_r.

Notând cu U_r tensiunea reţelei, cu U_e f.e.m. a motorului (de acelaşi sens cu U_r) şi cu R_a rezistenţa ohmică a indusului, curentul principal al motorului este:

$$I_a = \frac{U_r + U_e}{R_a + R_r}. \tag{51.1}$$

Rezultă ecuaţia puterilor:

$$(R_a + R_r)\, I_a^2 = U_r\, I_a + U_e\, I_a; \tag{51.2}$$

$U_r\, I_a$ reprezintă puterea absorbită dela reţea de către motor, iar $U_e\, I_a$ reprezintă puterea primită de motor la arbore şi care provoacă frânarea. Deoarece $R_a \ll R_r$, întreaga putere, atât cea absorbită dela reţea, cât şi cea de frânare, primită la arbore, se consumă în rezistenţa R_r şi se transformă în căldură.

Acest fel de frânare se poate obţine atât cu motoarele excitate în derivaţie sau separat, cât şi cu cele excitate în serie. Trecerea dela regimul de funcţionare ca motor la cel de conectare inversă se efectuează lin, fără şocuri. Totuşi, după cum rezultă din relaţiile indicate, consumul de energie este foarte mare. Nu numai că energia de frânare nu este recuperată, însă se consumă în plus dela reţea o cantitate de energie suplimentară, de acelaşi ordin de mărime cu aceasta.

Trebue observat însă că acesta este singurul mod de frânare electrică prin care este posibil să se obţină o oprire complectă.

F r â n a r e a d i n a m i c ă (r e o s t a t i c ă). La acest fel de frânare, motorul se deconectează dela reţea şi se închide circuitul său principal pe un reostat, excitaţia rămânând conectată la reţea. Considerând excitaţia i_e constantă şi neglijând reacţiunea indusului, se poate deduce:

$$M = C_M \frac{n}{R_a + R_r}, \tag{51.3}$$

unde M este cuplul de frânare, n turaţia, R_a rezistenţa indusului, R_r rezistenţa reostatului şi C_M o constantă. Cuplul de frânare este deci proporţional cu turaţia.

Frânarea dinamică se poate folosi numai la motoarele excitate separat sau în derivaţie. La motoarele excitate în serie, acest fel de frânare este imposibil de realizat numai cu autoexcitaţia motorului. La turaţii mici sau rezistenţe mari nu se poate obţine amorsarea autoexcitaţiei, iar la turaţii mai mari sau rezistenţe mici, amorsarea autoexcitaţiei este foarte violentă şi frânarea capătă un caracter de şoc adeseori inadmisibil.

La frânarea dinamică energia de frânare se consumă sub formă de căldură în reostat. Ca şi frânarea recuperativă, frânarea dinamică nu poate produce o oprire complectă.

δ) *Reglarea turaţiei.* Din ecuaţia $n = \dfrac{U - RI_a}{K\Phi}$, se constată că turaţia se modifică în funcţie de: tensiunea la borne, sarcină, excitaţie sau rezistenţa indusului.

R e g l a r e a t u r a ţ i e i p r i n r o s t a t. Tensiunea la bornele motorului poate fi redusă prin introducerea unui reostat în serie în circuitul de alimentare al indusului. Acest procedeu are însă inconvenientul că pierderile ohmice sunt ridicate şi că reducerea tensiunii depinde de sarcina maşinii; când sarcina, respectiv curentul, scad, tensiunea la bornele maşinii creşte şi nu se poate obţine reglajul.

Acest al doilea inconvenient poate fi parţial înlăturat prin intercalarea unei alte rezistenţe, în paralel cu indusul. Curentul care străbate rezistenţa montată în serie este egal cu suma celor doi curenţi care străbat indusul şi rezistenţa montată în derivaţie. In felul acesta, chiar la sarcină redusă a motorului, curentul care străbate rezistenţa serie poate produce o cădere de tensiune suficientă pentru reglajul dorit.

In orice caz, această metodă de reglare conduce la pierderi importante de energie: puterea luată dela reţea rămâne neschimbată, iar în schimb puterea utilă şi randamentul scad proporţional cu micşorarea turaţiei n, sau chiar mai mult.

Schimbarea turaţiei prin modificarea excitaţiei cu ajutorul unui reostat introdus în circuitul de excitaţie (reostat de câmp) este posibilă la maşinile cu excitaţie separată şi la cele excitate în derivaţie sau compound. In general, la motoarele cu excitaţie separată sau în derivaţie se reglează viteza prin slăbirea câmpului dela o anumită turaţie de bază în sus, dar în limita raportului 1 : 3 sau cel mult 1 : 4, pentrucă odată cu mărirea vitezei şi cu slăbirea câmpului principal al maşinii, intervine reacţia indusului care se manifestă din ce în ce mai puternic. Se poate întâmpla ca, dacă influenţa reacţiei indusului este mare, viteza să crească odată cu sarcina, ceeace poate duce la un regim de funcţionare nestabilă. In sfârşit, la o reducere mare a câmpului principal, turaţia creşte foarte repede şi motorul are tendinţa să se ambaleze, dacă sarcina scade.

Metoda reglării turaţiei printr'un reostat reductor al tensiunii, montat în circuitul de alimentare al indusului, se preferă pentru motoarele cu serviciu intermitent şi cu opriri dese, iar metoda reglării turaţiei prin reostat de câmp, pentru

motoarele cu mers continuu în serviciu. Această din urmă metodă este cu mult cea mai întrebuinţată.

La motoarele cu excitaţie serie, reglarea vitezei se poate face prin shuntarea bobinajului excitaţiei sau prin shuntarea bobinajului indusului. Primul procedeu este foarte mult folosit la motoarele de tracţiune; raportul dintre turaţia maximă şi cea nominală poate atinge 1,5 şi chiar mai mult.

Al doilea procedeu este foarte neeconomic şi se foloseşte numai în cazurile când se cer variaţii mari de turaţie în timp scurt şi acolo unde costul energiei electrice nu constitue un factor esenţial.

Agregate şi montaje pentru reglarea turaţiei. In cazurile când se cere o reglare de turaţie în limite foarte largi, mijloacele indicate nu mai sunt suficiente, ci se folosesc următoarele:

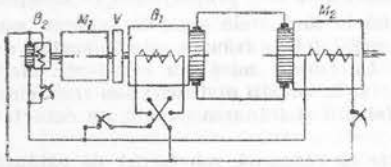


Fig. 97. Schema principială a unu grup generator-motor de curent continuu:
M_1 — motor asincron de curent alternativ; V — volant; G_1 — generator de curent continuu; M_2 — motor de curent continuu; G_2 — excitatrice comună pentru G_1 şi M_2.

Reglarea turaţiei prin grup generator-motor. In mod obişnuit, tensiunea reţelelor este constantă. Dacă însă un singur motor este alimentat direct de un singur generator, tensiunea acestuia poate fi variată uşor fără vreun inconvenient şi se poate obţine astfel variaţia turaţiei motorului, fără ca acesta să mai fie echipat cu reostat de pornire sau de câmp. Pentru egalizarea vârfurilor de sarcină, pe axa motorului care antrenează generatorul este uneori montat un volant (grup generator-motor cu volant).

Un sistem tipic de acest fel este reprezentat în fig. 97. Motorul M_2 este alimentat de generatorul G_1, a cărui tensiune se modifică cu ajutorul reostatului de câmp care permite şi inversarea sensului curentului de excitaţie al generatorului, adică schimbarea polarităţii bornelor generatorului, şi deci inversarea sensului de rotaţie al motorului (a cărui excitaţie este separată). Generatorul G_1 poate fi antrenat, de exemplu, de un motor asincron de curent alternativ M_1. Dacă lipseşte o sursă de curent continuu independentă, motorul M_1 va trebui să antreneze şi un al doilea generator de curent continuu G_2, care să furnizeze curentul necesar pentru excitaţiile maşinilor G_1 şi M_2. Acest procedeu este foarte preţios, deoarece permite o reglare economică şi continuă a turaţiei. Este folosit la laminoare, maşini de extracţie, etc.

Reglarea turaţiei prin supravoltor-devoltor. In acest sistem, variaţia tensiunii de alimentare a motorului se realizează prin introducerea în serie, în circuitul de alimentare, a unui generator excitat în derivaţie, a cărui f.e.m. se adaugă sau se scade din tensiunea U a reţelei.

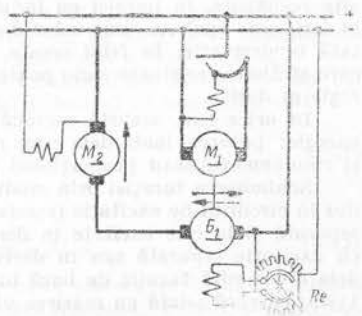


Fig. 98. Montaj pentru reglarea turaţiei cu survoltor-devoltor.

In fig. 98 se văd modurile de conexiune, adiţional şi diferenţial; motorul M_1, cu reglare de viteză prin reostat de câmp, antrenează generatorul derivaţie G_1 (supravoltor-devoltor), a cărui forţă electromotoare se adaugă (adiţional) sau se scade (diferenţial) din tensiunea reţelei; tensiunea rezultantă alimentează motorul M_2 excitat în derivaţie, a cărui turaţie trebue reglată. Deoarece f.e.m. a generatorului G_1 poate fi variată între limitele $+U$ şi $-U$ (U fiind egal cu tensiunea reţelei), cu ajutorul unui reostat de câmp care poate inversa curentul de excitaţie, tensiunea la bornele motorului M_2 poate varia între 0 şi 2 U.

Reglarea prin legarea în serie sau în paralel. Pentru reglarea turaţiei motoarelor excitate în serie se poate folosi metoda cuplării în serie a câtor două motoare. Legate în serie, ambele motoare au jumătate din turaţia pe care o au când sunt legate în paralel, tensiunea aplicată fiecăruia fiind numai jumătate din tensiunea reţelei. Această metodă este folosită în tracţiunea electrică (fig. 99), cum s'a arătat anterior, la expunerea metodelor de pornire.

Reglarea turaţiei prin redresori cu grilă comandată

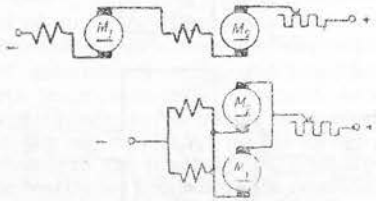


Fig. 99. Reglarea turaţiei motoarelor serie prin conectarea în serie şi în paralel.

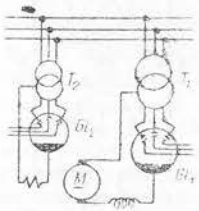


Fig. 100. Motor de curent continuu alimentat prin redresori.

In cazul motoarelor de curent continuu, alimentate prin intermediul redresorilor dela o reţea de curent alternativ, variaţia turaţiei se poate obţine fie variind tensiunea la bornele motorului, prin comanda grilei redresorului Gl_1, fie variind tensiunea la bornele excitaţiei, prin comanda grilei redresorului Gl_2 (fig. 100).

Turaţia motoarelor mici (până la câţiva kW), alimentate prin redresori cu grilă comandată, poate fi reglată şi prin conectări şi deconectări intermitente, iar ca urmare turaţia variază în jurul unei valori medii între un minim şi un maxim.

E. Maşini de curent continuu speciale

a) Maşini de curent continuu cu câmp transversal

52. Principiul de funcţionare al maşinilor cu câmp transversal. In cazul când curentul de excitaţie al unui generator de curent continuu G_1 este produs de un al doilea generator G_2, montat pe acelaşi ax, funcţionând ca excitatrice şi având la rândul său o excitaţie separată dela o sursă independentă, de exemplu dela o baterie de acumulatori A (fig. 101), polaritatea la bornele generatorului G_1 nu se schimbă atunci când se schimbă sensul de rotaţie al întregului agregat. In adevăr, la inversarea sensului de rotaţie se schimbă sensul curentului produs de excitatricea G_2 şi, în consecinţă, inversându-se în acelaşi timp atât sensul fluxului cât şi sensul de rotaţie în generatorul G_1, sensul forţei sale electromotoare rămâne neschimbat.

Această proprietate a agregatului de mai sus, constituit din două maşini, poate fi obţinută cu o singură *maşină cu câmp transversal.*

O astfel de maşină, construită pentru un indus bipolar, este prevăzută cu un inductor cu patru poli. Fiecare pol are două bobinaje de excitaţie, formând două sisteme de excitaţie distincte (fig. 102, *a*): sistemul xx', care produce un flux orizontal, şi sistemul yy', care produce un flux vertical.

Colectorul este prevăzut deasemenea cu două sisteme de perii: un sistem vertical aa', şi un sistem orizontal, bb'.

Sistemul vertical de excitaţie yy' fiind alimentat dela o baterie de acumulatori produce un flux longitudinal primar constant Φ_y, astfel încât, prin rotirea indusului, se obţine la periile orizontale bb' o forţă electromotoare şi un curent corespunzând excitatricei G_2 din agregatul reprezentat în fig. 101. Sistemul de

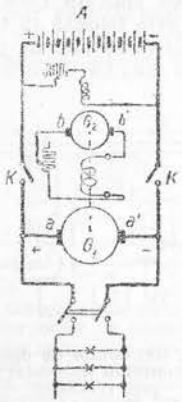


Fig. 101. Schema electrică a generatorului cu sens de rotaţie variabil.

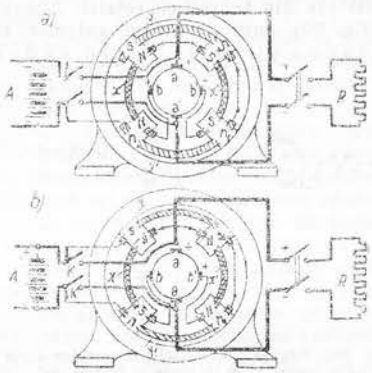


Fig. 102. Maşina de curent continuu cu câmp transversal.

excitaţie orizontal xx' fiind alimentat cu acest curent produce un flux transversal Φ_x, care determină o forţă electromotoare la periile aa', corespunzând generatorului principal G_1 din fig. 101.

In cazul când se inversează sensul de rotaţie al indusului (fig. 102, *b*), se schimbă sensul forţei electromotoare şi al curentului de excitaţie la periile bb'. In consecinţă, inversându-se atât fluxul Φ_x, cât şi sensul de rotaţie, sensul forţei electromotoare principale obţinute la periile aa' rămâne neschimbat, ca şi în cazul agregatului format din două maşini distincte.

Pentru a i se îmbunătăţi comutaţia, maşina de mai sus denumită maşină cu câmp transversal, poate fi prevăzută cu poli auxiliari plasaţi între polii principali de excitaţie.

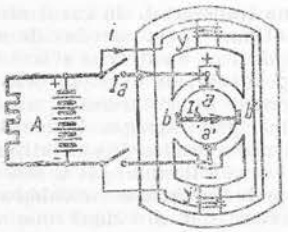


Fig. 103. Generator de curent constant cu viteza variabilă.

Maşina cu câmp transversal are aplicaţii variate în numeroase domenii, aplicaţii care au condus la diferite realizări constructive, indicate în cele ce urmează.

53. Generator cu câmp transversal de curent constant cu viteză variabilă. Maşina cu câmp transversal poate fi construită fără sistemul de excitaţie xx', dacă periile bb' plasate pe axa orizontală sunt legate în scurtcircuit.

In acest caz, câmpul transversal de reacţiune magnetică a indusului, care se creează pe axa periilor bb', înlocueşte sistemul de excitaţie xx', (fig. 103). Câmpul de excitaţie longitudinal primar este produs de sistemul yy', care este alimentat de o baterie de acumulatori. Miezurile polilor

şi jugul inductorului au secţiuni mici, deoarece valoarea fluxului magnetic primar este relativ redusă; în schimb, piesele polare trebue să aibă dimensiuni cât mai mari pentru a permite închiderea în condiţii cât mai bune a fluxului transversal de reacţiune magnetică a indusului, care, în acest caz, reprezintă fluxul principal al maşinii.

Periile bb', care sunt calate pe axa neutră în raport cu câmpul longitudinal primar, sunt legate în scurtcircuit, astfel încât chiar pentru o valoare redusă a forţei electromotoare E_b, produsă la periile bb' prin învârtirea indusului în câmpul longitudinal primar de excitaţie, valoarea curentului I_b de scurtcircuit, este suficient de mare pentru a produce un câmp transversal destul de intens.

Pe axa neutră (în raport cu câmpul transversal) sunt plasate periile circuitului de lucru principal aa', legate cu circuitul exterior.

Curentul I_a produs în acest circuit, trecând prin bobinajul indusului, dă naştere unui câmp de reacţiune magnetică longitudinal, dirijat după axa câmpului primar de excitaţie yy'. In consecinţă, forţa electromotoare E_b, obţinută la periile bb', va fi determinată de câmpul longitudinal rezultant, obţinut prin diferenţa între forţa magnetomotoare constantă produsă de sistemul de excitaţie yy' şi forţa magnetomotoare variabilă, produsă de reacţiunea magnetică longitudinală a indusului. Din cele de mai sus rezultă că la o maşină de acest fel nu mai este necesar ca inductorul să fie construit cu patru poli, deoarece câmpul transversal este produs de reacţiunea indusului prin scurtcircuitarea periilor bb'. Pentru ca comutaţia periilor aa', plasate după axa polilor, să nu fie defectuoasă din cauza închiderii fluxului secţiunii în comutaţie prin piesele polare, aceste piese polare sunt prevăzute cu două goluri, care măresc întrefierul în dreptul axei periilor.

Maşina cu câmp transversal astfel construită are proprietatea de a produce un curent constant atunci când debitează pe un circuit exterior de rezistenţă constantă, chiar dacă viteza indusului variază în limite foarte largi.

In adevăr, notând cu $w_1 i$ numărul de amperspire ale excitaţiei constante produse de bobinajul de excitaţie yy' şi cu $\xi\, w_2\, I_a$ numărul de amperspire ale reacţiunei magnetice longitudinale, ξ fiind factorul de bobinaj al indusului iar $w_2 = \dfrac{N}{2 \cdot 2 \cdot ap}$, valoarea fluxului rezultant longitudinal va fi dată de relaţia

$$\Phi_l = 4\,\pi\,(w_1\, i - \xi\, w_2\, I_a)\,\Lambda, \tag{53.1}$$

în care Λ reprezintă permeanţa circuitului magnetic al fluxului longitudinal.

Forţa electromotoare E_b şi curentul I_b obţinute la periile bb', legate în scurtcircuit şi, în consecinţă, şi fluxul transversal Φ_l produs de curentul I_b, sunt proporţionale cu produsul $\Phi_l\, n$, în care n reprezintă viteza de rotaţie a indusului.

Se poate scrie deci:

$$\Phi_t = K_1\, \Phi_l\, n. \tag{53.2}$$

Forţa electromotoare principală a indusului, E_a, egală cu căderea de tensiune în rezistenţa totală R a circuitului de utilizare este deasemeni proporţională cu fluxul Φ_t şi cu turaţia.

$$E_a = I_a\, R = K_2\, \Phi_t\, n = K_2\, K_1\, \Phi_l\, n^2. \tag{53.3}$$

Inlocuind în ecuaţia (53.3) valoarea fluxului Φ_l dat de relaţia (53.1) se obţine valoarea curentului I_a

$$I_a = \frac{4\,\pi\, K_2\, K_1\,(w_1\, i - \xi\, w_2\, I_a)\, n^2}{R}\,\Lambda,$$

sau

$$I_a = \frac{w_1 i}{\xi w_2 + \dfrac{R}{4 \pi K_1 K_2 n^2 \Lambda}}. \qquad (53,4)$$

Curba curentului de utilizare I_a în funcţie de viteza de rotaţie este reprezentată în diagrama din fig. 104. Pentru valori mari ale vitezei de rotaţie, termenul $\dfrac{R}{4\pi K_1 K_2 n^2 \Lambda}$ devine neglijabil, deci valoarea curentului tinde spre valoarea constantă $I_a = \dfrac{w_1}{\xi w_2} i$.

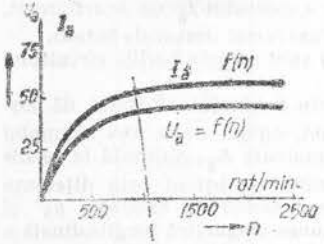


Fig. 104. Curbele de variaţie ale curentului şi tensiunii în funcţie de viteză.

Rezistenţa circuitului exterior fiind constantă, tensiunea U_a la bornele $a\,a'$ este proporţională cu curentul şi, în consecinţă, variază în funcţie de viteză după o curbă asemănătoare (fig. 104).

Maşina cu câmp transversal, studiată mai sus, poate fi utilizată pentru iluminatul electric al trenurilor, fiind antrenată printr'o transmisie direct dela osia vagoanelor. Când viteza trenului variază în limite mari, tensiunea a borne rămâne constantă şi îşi păstrează acelaşi sens chiar dacă sensul de deplasare şi, în consecinţă, sensul de rotaţie, se inversează. La viteze reduse şi în timpul opririi trenului, iluminatul se face dela o baterie de acumulatori A, la care este conectat şi indusul maşinii prin intermediul unui întreruptor automat (disjunctor-conjunctor), care deschide sau închide automat circuitul, atunci când tensiunea generatorului scade sub tensiunea bateriei sau, respectiv, depăşeşte această valoare.

54. **Generator cu câmp transversal pentru tensiune constantă, funcţionând cu viteză şi cu sarcină variabilă.** Maşina cu câmp transversal, studiată precedent, produce tensiune constantă la viteză variabilă, numai în cazul când curentul produs în circuitul principal este constant, adică în cazul unei rezistenţe de utilizare constantă.

Variaţia curentului de sarcină, producând o variaţie a fluxului longitudinal de reacţiune a indusului, determină variaţia fluxului longitudinal rezultant şi deci variaţia tensiunii la bornele maşinii.

Pentru a se înlătura acest inconvenient s'au făcut modificări la maşina cu câmp transversal, introducându-se un bobinaj de compensaţie pe polii inductori, care anulează complect câmpul de reacţiune magnetică longitudinal făcând ca tensiunea să fie independentă de sarcină.

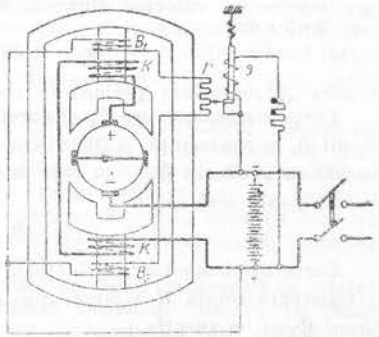


Fig. 105. Schema generatorului Raşcovschi pentru tensiune constantă, cu viteză şi cu sarcină variabilă.

Pentru a se realiza independenţa tensiunii şi faţă de viteză, în U.R.S.S. se foloseşte un generator cu câmp transversal, cu bobinaj de compensaţie K, prevăzut cu o excitaţie primară, diferenţială, sistem Raşcovschi. Schema principială a acestui generator este indicată în fig. 105.

Polii inductori sunt prevăzuţi cu două bobinaje de excitaţie B_1 şi B_2, care, fiind alimentate în derivaţie prin rezistenţa r, produc forţe magnetomotoare în opoziţie.

Generatorul este prevăzut cu un regulator de tensiune, constituit dintr'un electromagnet S, alimentat de tensiunea produsă la bornele generatorului.

Atât timp cât tensiunea păstrează valoarea normală, electromagnetul S atrage armătura lui, stabilind un contact cu rezistenţa r, astfel încât curentul şi, deci, forţa magnetomotoare a bobinei B_1, să fie mai mare decât a bobinei B_2 cu o cantitate care determină fluxul inductor primar normal.

Atunci când, din cauza creşterii vitezei, tensiunea la borne are tendinţa să crească, armătura electromagnetului se deplasează, stabilind un alt contact cu rezistenţa r, care determină o creştere a curentului în bobina B_2 şi o micşorare a curentului în bobina B_1, şi deci o micşorare a forţei magnetomotoare rezultante, adică a fluxului inductor primar. Ţinând seamă de efectul invers al creşterii vitezei şi al scăderii forţei magnetomotoare, tensiunea se menţine constantă în limite foarte restrânse.

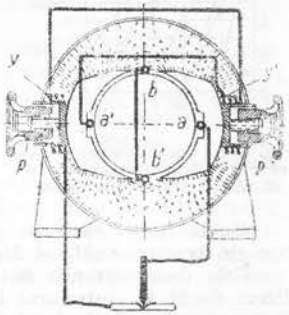


Fig. 106. Schema generatorului cu câmp transversal, pentru sudură electrică.

În cazul când intervine o scădere a vitezei de rotaţie a generatorului, procesul are loc în sens invers.

În bobinajele B_1 şi B_2 curentul are valori mici, astfel încât se poate folosi un aparataj de reglare de construcţie simplă, iar pierderile în cele două bobinaje de excitaţie au valori mici.

Deoarece fluxul de reacţiune a indusului după axa longitudinală a generatorului este compensat în mod automat la orice sarcină prin bobinajul de compensaţie, este suficient să se facă reglarea generatorului prin regulatorul S, la mersul în gol, pentru ca tensiunea să fie menţinută constantă şi în sarcină.

La schimbarea sensului de rotaţie, generatorul Raşcovschi îşi menţine polaritatea, ca orice generator cu câmp transversal.

55. **Generator cu câmp transversal, pentru sudura electrică.** Dacă la maşina cu câmp transversal pentru intensitate constantă, descrisă la punctul 53, se înlocuieşte excitaţia independentă printr'o excitaţie în serie, se obţine un generator serie cu câmp transversal pentru sudură electrică cu arc (fig. 106), care funcţionează cu viteză constantă, producând curent aproximativ constant pentru o rezistenţă exterioară variabilă.

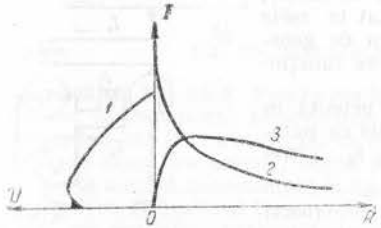


Fig. 107. Caracteristicele generatorului de sudură cu câmp transversal.

Caracteristicele acestui generator sunt reprezentate în fig. 107. Curba *1* reprezintă variaţia tensiunii U la borne în funcţie de curentul produs I. Se observă că, la început, tensiunea creşte puţin cu curentul, trece printr'un maxim şi apoi scade brusc până la zero, pe măsură ce creşte curentul.

Curba *2* reprezintă variaţia curentului I, în cazul sudurii sub tensiune constantă, în funcţie de rezistenţa exterioară R. Curba *3* reprezintă curba reală a curentului I produs de generator, în funcţie de rezistenţa exterioară. Aceste caracteristice sunt favorabile pentru generatorii de sudură electrică, deoarece, atunci când intervine o variaţie a rezistenţei circuitului exterior, datorită variaţiei distanţei între electrozi, intensitatea curentului se menţine aproape constantă.

variind tensiunea în consecinţă. Inclinarea caracteristicei externe $U = f(I)$ poate fi schimbată (fig. 108) prin modificarea reluctanţei circuitului magnetic al fluxului.

Aceasta se realizează prin variaţia întrefierului, deplasând miezurile polilor maşinii, ceeace determină variaţia fluxurilor de scăpări ale pieselor polare (fig. 106).

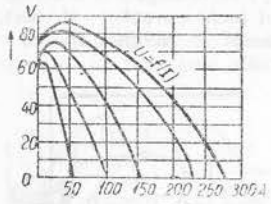


Fig. 108. Caracteristicele externe ale generatorului de sudură cu câmp transversal.

56. **Metadina.** Metadina este o maşină electrică cu câmp transversal care funcţionează ca un convertizor de energie electrică, dela o tensiune constantă la o tensiune variabilă, servind pentru pornirea motoarelor în tracţiunea electrică. Ea are un inductor, care pentru fiecare pereche de poli ai indusului, posedă patru poli, prevăzuţi cu două bobinaje de excitaţie.

Montajul acestor bobinaje este făcut, conform schemei de conexiuni din fig. 109, *a*. Bobinajul de excitaţie xx' de pe axa orizontală a maşinii este legat în serie cu circuitul periilor orizontale bb' şi acest sistem este conectat la circuitul de alimentare constituit din linia de contact şi din şină.

Bobinajul de excitaţie yy' de pe axa verticală este legat în serie, cu motoarele de tracţiune M_1 şi M_2 şi prin periile aa' cu bobinajul indusului.

Cele două circuite astfel formate nu sunt legate direct decât în interiorul indusului, astfel încât pot fi reprezentate sub forma a două circuite separate (fig. 109, *b*). Niciunul dintre aceste circuite nu poate produce cupiul motor, deoarece fiecare circuit de excitaţie este legat la un sistem de perii coaxiale cu circuitul de excitaţie, astfel încât forţele electromagnetice care se exercită între polii fluxului inductor şi indus sunt dirijate radial. In consecinţă, metadina nu se poate pune singură în mişcare ci trebue antrenată de un motor auxiliar.

După cum rezultă din schema electrică (fig. 109, *b*), fiecare bobinaj de excitaţie produce un flux care acţionează asupra circuitului indus, conectat la celălalt bobinaj de excitaţie.

In aceste condiţii, primul circuit, care este legat la reţeaua de alimentare, lucrează în regim de motor, iar cel de al doilea circuit, care este montat în serie cu motoarele de tracţiune, lucrează în regim de generator. In consecinţă, în ansamblul ei maşina funcţionează în regim de convertizor.

Dacă se neglijează pierderile, puterea primită în circuitul motor $P_1 = E_1 I_1$ trebue să fie egală cu puterea produsă de circuitul generator $P_2 = E_2 I_2$, astfel încât se poate scrie:

$$E_1 I_1 = E_2 I_2 . \qquad (56.1)$$

Aceasta este ecuaţia fundamentală a metadinei.

Având în vedere că metadina funcţionează sub tensiune constantă, dacă se consideră căderea de tensiune neglijabilă şi dacă se presupune că permeabilitatea circuitului magnetic este constantă, se poate scrie:

$$U_1 = E_1 = k_1 n \Phi_2 = k_1' n I_2 = \text{const.}$$

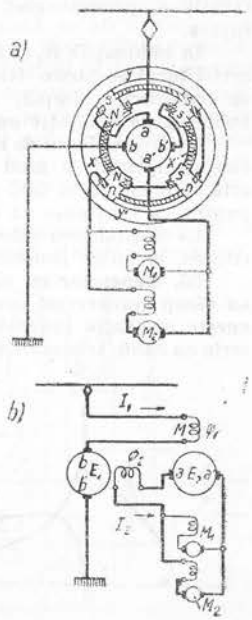


Fig. 109. Dispoziţia şi schema electrică a metadinei.

In cazul când viteza n este constantă, rezultă

$$I_2 = \text{const.}$$

In mod similar se poate scrie:

$$U_2 = E_2 = k_2 \cdot n \cdot \Phi_1 = k_2' n I_1 \qquad (56.2)$$

şi, deci, la viteză constantă, curentul absorbit I_1 variază proporţional cu tensiunea U_2, produsă în circuitul secundar.

La această concluzie se putea ajunge dealtfel şi din relaţia (56.1), dacă se consideră că U_1 şi I_2 sunt constante.

In consecinţă, rezultă că metadina transformă puterea electrică dela o tensiune constantă U_1 şi un curent variabil I_1, la o tensiune variabilă U_2 şi un curent constant I_2.

In general, pornirea motoarelor de tracţiune se face cu cuplu motor aproximativ constant, ceeace corespunde unui curent absorbit I_2 constant.

Pentru a se realiza pornirea cu un curent care să varieze în limite restrânse, în perioada de pornire, când viteza motoarelor de tracţiune variază dela zero la valoarea normală, în sistemele cunoscute de tracţiune electrică cu curent continuu, se recurge la schimbarea montajului motoarelor şi la introducerea de rezistenţe în serie. Metadina înlătură aceste artificii, furnizând în mod automat un curent aproximativ constant, independent de creşterea tensiunii secundare, pe măsură ce creşte viteza de rotaţie.

Metadina permite o largă reglare a turaţiei motoarelor, cum şi frânarea prin recuperare până la viteze foarte mici.

57. **Amplidina.** In domeniul automatizării instalaţiilor industriale se folosesc scheme electrice care implică o manevrare continuă a unor instalaţii ce necesită puteri mari. Pentru economia instalaţiilor, este necesar ca puterea în curentul

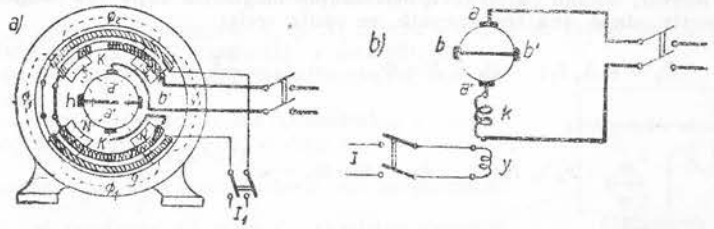


Fig. 110. Schemele principiale ale amplidinei.

de comandă să fie mică. Pentru realizarea amplificării puterii în aceste comenzi se utilizau înainte lămpi termoionice de mare putere, numite tyratroane.

Incepând din 1939 s'a utilizat ca amplificator de putere un nou tip de maşină electrică cu câmp transversal, numit amplidină.

Această maşină, reprezentată în fig. 110, este un generator cu câmp transversal, asemănător cu generatorul Raşcovschi, reprezentat în fig. 105, şi prevăzut cu două bobinaje de excitaţie: bobinajul de excitaţie yy', care serveşte la producerea fluxului primar, şi un bobinaj de compensaţie k, care anulează reacţiunea magnetică a indusului după axa fluxului longitudinal. De cele mai multe ori, amplidina poate fi prevăzută şi cu alte circuite de excitaţie de comandă, conectate la circuitele în care se produc impulsurile ce influenţează funcţionarea maşinii de amplificare. Schema de conexiuni a amplidinei — sub forma cea mai simplă — este reprezentată în fig. 110, *a*, iar schema principală este reprezentată în fig. 110, *b*.

Pe colectorul maşinii sunt plasate două perechi de perii: o pereche de perii aa', pe axa longitudinală, la care se leagă circuitul de lucru, şi altă pereche, bb', pe axa transversală, având periile legate în scurtcircuit.

Principiul de funcţionare al amplidinei este următorul:

Aplicând bobinajului primar de excitaţie o putere foarte mică $P_1 = U_1 I_1$ se creează fluxul primar Φ_1.

Prin rotirea indusului, în acest flux se induce o forţă electromotoare E_2, în circuitul periilor transversale scurtcircuitate, care, deşi are o valoare foarte redusă, creează un curent I_2 de valoare mare, deoarece rezistenţa acestui circuit este foarte mică.

Curentul I_2, străbătând indusul, produce prin reacţiunea magnetică a acestuia un flux transversal Φ_2, care determină în circuitul periilor longitudinale o tensiune U_3 şi un curent I_3 cu valori mult mai mari.

Având în vedere că forţa magnetomotoare produsă de curentul I_3 prin reacţiunea magnetică a indusului este compensată prin bobinajul de compensaţie K, fluxul longitudinal Φ_1 este independent de curentul I_3 şi deci de puterea produsă de generator în circuitul de lucru.

În aceste condiţii, amplificarea puterii se produce în două trepte: în prima treaptă, puterea este amplificată dela valoarea $P_1 = U_1 I_1$ la valoarea $P_2 = E_2 I_2$, iar în a doua treaptă, dela valoarea $P_2 = E_2 I_2$, la valoarea $P_3 = U_3 I_3$.

Amplificarea produsă de maşină este caracterizată de raportul

$$k_a = \frac{P_3}{P_1} = \frac{P_2}{P_1}\,\frac{P_3}{P_2} = k_1 k_2,$$

care se numeşte factor static de amplificare.

Valoarea factorului de amplificare depinde de viteza de rotaţie a amplidinei şi de permeanţele circuitului magnetic pe cele două axe.

In adevăr, notând cu Λ_1 şi Λ_2 permeanţele magnetice după axa longitudinală şi, respectiv, după axa transversală, se poate scrie:

$$\Phi_1 = k_1 \Lambda_1 I_1; \qquad E_2 = K n \Phi_1 \qquad \text{şi } I_2 = \frac{E_2}{r} = \frac{K n k_1 \Lambda_1 I_1}{r}.$$

Pe de altă parte

$$\Phi_2 = k_2 \Lambda_2 I_2; \qquad E_3 = K n \Phi_2 = \frac{K^2 n^2 k_1 k_2 \Lambda_1 \Lambda_2 I_1}{r}.$$

In consecinţă

$$I_3 = \frac{E_3}{r + R_3} = \frac{K^2 n^2 k_1 k_2 \Lambda_1 \Lambda_2 I_1}{r\,(r + R_3)},$$

unde r este rezistenţa indusului, iar R_3 este rezistenţa circuitului exterior de lucru.

Puterea produsă de amplidină va fi deci:

$$P_3 = R_3 I_3^2 = \frac{R_3}{r^2 (r + R_3)^2} (K^2 n^2 k_1 k_2 \Lambda_1 \Lambda_2 I_1)^2.$$

Puterea electrică absorbită este $P_1 = R_1 I_1^2$, unde R_1 reprezintă rezistenţa circuitului primar de excitaţie.

In consecinţă:

$$k_a = \frac{P_3}{P_1} = \frac{R_3 K^4}{R_1 r^2 (r + R_3)^2} (n^2 k_1 k_2 \Lambda_1 \Lambda_2)^2 = K' (n^2 {}_1 {}_2)^2.$$

Pentru a se obţine valori cât mai mari pentru factorul de amplificare se măresc cât mai mult permeanţele circuitelor magnetice, adoptându-se, atât pentru întrefier, cât şi pentru inducţia magnetică, valori mai reduse decât la celelalte maşini electrice.

Deşi, din punct de vedere teoretic, factorul de amplificare depinde de puterea a 4-a a vitezei de rotaţie n a amplidinei, din punct de vedere practic se constată că, pe măsură ce viteza creşte, această relaţie nu mai este respectată, din cauza influenţei curenţilor de comutaţie în bobinele scurtcircuitate de periile transversale, care produc forţe magnetomotoare cu valori mari în comparaţie cu forţele magnetomotoare de excitaţie. Factorul de amplificare depinde şi de raportul dintre rezistenţa indusului şi rezistenţa circuitului exterior de lucru.

Când circuitul exterior este deschis ($R_3 = \infty$), sau când circuitul exterior este scurtcircuitat ($R_3 = 0$), valoarea factorului de amplificare se anulează. Valoarea lui maximă corespunde atunci când $R_3 = r$.

Factorul de amplificare al amplidinei poate atinge valori foarte mari, până la $k_a = 100\,000$. In mod normal însă, factorul de amplificare este mai mic decât 10 000. In general, factorul de amplificare al primei trepte este mai mic decât al celei de a doua. De exemplu, pentru $k_a = 8\,000$, $k_1 = 40$ şi $k_2 = 200$.

O altă caracteristică importantă a amplidinei este sensibilitatea, adică viteza de reacţionare la un impuls primit. Aceasta este condiţionată, la mersul în gol, de constanta de timp a circuitului de excitaţie $T_1 = L_1 / R_1$ şi a circuitului periilor transversale $T_2 = L_2 / R_2$. La mersul în sarcină, sensibilitatea depinde şi de constanta de timp a circuitului de lucru $T_3 = L_3 / R_3$.

Pentru ca sensibilitatea să fie cât mai mare, constantele de timp trebue să fie cât mai reduse şi, în consecinţă, inductanţele L_1 şi L_2 trebue să aibă valori cât mai mici.

Cum însă

$$L_1 = 4\,\pi\, w_1^2 \Lambda_1 \text{ şi } L_2 = 4\,\pi\, w_2^2 \Lambda_2,$$

rezultă că mărind permeanţele Λ_1 şi Λ_2 pentru a obţine un factor de amplificare mai ridicat, va rezulta o reducere a sensibilităţii; şi, invers, dacă se măreşte sensibilitatea, scade factorul de amplificare.

Valoarea constantei de timp de ansamblu a amplidinei este de ordinul $T = 0{,}05 \cdots 0{,}2$ s.

Raportul $k_d = \dfrac{k_a}{T}$ între factorul de amplificare statică k_a şi constanta de timp T, constituie raportul de amplificare dinamică, care reprezintă caracteristica cea mai importantă a unei maşini de amplificare.

O altă caracteristică a amplidinei este stabilitatea de funcţionare.

S'a constatat, că, în cazul când reacţiunea magnetică nu este perfect compensată, în regimul de tranziţie se produc fenomene de oscilaţie. In cazul unei supracompensări, ele au un caracter de amortizare, dar pot produce autoexcitaţia maşinii. In cazul unei subcompensări, procesul oscilator are un caracter de amplificare. Pentru mărirea stabilităţii de funcţionare este deci necesar să se ia anumite măsuri speciale. Amplidina este utilizată, de cele mai multe ori, la instalaţii de automatizare şi în special în vederea menţinerii constante a unei anumite caracteristice funcţionale: curentul, tensiunea, turaţia, etc. In fig. 111 este reprezentată o schemă simplă de utilizare a amplidinei A, ca maşină excitatrice a unui generator de curent continuu G.

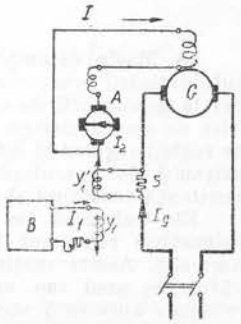


Fig. 111. Schema electrică a amplidinei funcţionând ca excitatrice a unui generator de curent continuu.

Curentul I_1, care străbate bobinajul de excitaţie y_1, este produs de o sursă independentă B, de putere redusă. Un al doilea bobinaj de excitaţie y_1' este străbătut de un curent I_1', proporţional cu curentul I_g de sarcină al generatorului, obţinut cu ajutorul şuntului s.

Curentul I_1' produce o forţă magnetomotoare opusă faţă de cea a curentului I_1, în scopul de a anihila variaţiile brusce ale curentului de sarcină I_g al generatorului. Bobinajele secundare de excitaţie y_1' pot fi parcurse de un curent care să depindă nu numai de curentul din circuitul principal, ci şi de oricare altă mărime caracteristică: tensiune, viteză, poziţia unui element important al mecanismului de lucru, etc.

Amplidina poate fi construită şi cu poli auxiliari, astfel încât, din punctul de vedere al comutaţiei, ea se comportă ca o maşină obişnuită de curent continuu. In mod normal, polii de comutaţie se construesc numai pe axa longitudinală a maşinii. Amplidina poate să amplifice nu numai curentul continuu, dar şi curenţi alternativi. La amplificarea curenţilor alternativi, factorul de amplificare scade cu creşterea frecvenţei.

Amplidina poate funcţiona în bune condiţii în cazul când frecvenţa comenzilor nu depăşeşte 5—10 Hz, ceeace este satisfăcător pentru cazul circuitelor obişnuite ale maşinilor electrice, care au o inerţie electromagnetică apreciabilă.

Pentru ca să se poată obţine o valoare mare pentru factorul de amplificare, amplidina trebue să aibă o execuţie mecanică deosebit de îngrijită, în special în ce priveşte precizia şi uniformitatea întrefierului, echilibrarea dinamică a indusului, centrarea colectorului şi ajustarea periilor.

Amplidina se construeşte pentru puteri până la 25 kW şi în ultimii ani a găsit un număr important de aplicaţii în domeniul automatizărilor în diferite ramuri industriale: în metalurgie pentru comanda maselor reversibile la instalaţii de laminoare; în industria hârtiei, pentru menţinerea constantă a turaţiei la maşini; în instalaţiile de prese; în instalaţiile de ridicat şi de transport, în aviaţie, etc.

b) Maşini cu excitaţii multiple

58. Maşini de amplificare cu autoexcitaţie (regulex şi rototrol). In domeniul automatizării proceselor de producţie şi pentru automatizarea reglajului excitaţiei la generatorii de curent continu şi alternativ se folosesc şi maşini electrice de amplificare cu auto-excitaţie, cunoscute şi sub denumirea de generatori de reglaj: regulex şi rototrol. Aceste maşini sunt identice cu generatorii electrici obişnuiţi de curent continu antrenaţi cu viteză constantă şi debitând pe o rezistenţă constantă şi sunt prevăzute cu mai multe circuite de excitaţie.

Ele trebue să fie construite dintr'un oţel de calitate specială având un magnetism remanent foarte redus (0,4% faţă de 2—3% la maşinile electrice normale). Aceste maşini pe lângă un circuit principal de auto-excitaţie sunt prevăzute cu unul sau mai multe circuite de excitaţie separată servind pentru comanda automată sau pentru reglajul automat.

In cazul regulexului, autoexcitaţia este în derivaţie iar în cazul rototrolului autoexcitaţia este în serie în conformitate cu schemele electrice din figurile 112 a şi 112 b, în care:

R_1 — reprezintă rezistenţa bobinajulni de excitaţie;
R_2 — rezistenţa reostatului de excitaţie montat în serie în cazul excitaţiei în derivaţie şi montat în derivaţie în cazul excitaţiei în serie;
R_u — rezistenţa circuitului de utilizare, care de cele mai multe ori este constituită din bobinajele de excitaţie ale unei alte maşini electrice;
b_a — bobinajul de autoexcitaţie;
b_s — bobinajul de excitaţie separată.

Prin reglajul reostatului R_2 se poate varia unghiul de înclinare al dreptei OM din diagrama de funcţionare a maşinii autoexcitate astfel încât pentru o anumită valoare a rezistenţei totale R a circuitului de excitaţie, dreapta OM ajunge să coincidă cu porţiunea rectilinie a caracteristicii în gol (fig. 112 c).

In acest caz funcţionarea maşinii devine instabilă, punctul M de funcţionare putând avea orice poziţie între O şi A.

Dacă se adaugă însă o excitaţie separată având o forţă magnetomotoare F_s, maşina funcţionează stabil în punctul B de intersecţie al dreptei CM cu caracteristica în gol. In această situaţie, pentru variaţii foarte mici ale curentului de excitaţie separată, corespund variaţii foarte importante în valoarea tensiunii produse U, astfel încât maşina funcţionează ca maşină amplificatoare, circuitul de excitaţie separată servind ca circuit de comandă.

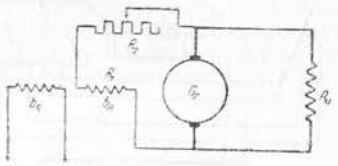


Fig. 112 a. Schema electrică a reglexului.

Forţa magnetomotoare de excitaţie separată poate să fie produsă de un singur circuit de excitaţie, sau poate să rezulte din suprapunerea mai multor circuite de excitaţie montate adiţional sau diferenţial şi alimentate prin tensiuni depinzând de mărimi electrice sau mecanice a căror variaţie serveşte ca element de comandă în reglajul automat al procesului de producţie.

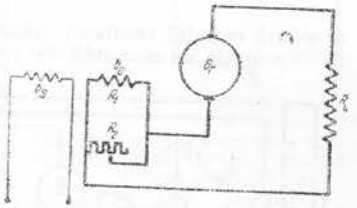


Fig. 112 b. Schema electrică a rototrolului.

Valoarea factorului de amplificare statică la maşinile amplificatoare cu autoexcitaţie poate să depăşească 500. In schimb, durata procesului tranzitoriu de excitaţie este în general mare, astfel încât constanta de timp a amplificării este relativ mare. Din această cauză în cazul funcţionării ca excitatrice pentru maşinile sincrone se preferă utilizarea rototrolului care fiind autoexcitat în serie, are o inductanţă mai redusă în circuitul de excitaţie şi în consecinţă are o constantă de timp mai redusă.

Proprietăţile maşinilor de amplificare cu autoexcitaţie rezultă din schema de montaj în care sunt utilizate. Ele pot înlocui cu bune rezultate amplidina în anumite aplicaţii şi în special în cazul funcţionării ca excitatrice. Ele se construiesc pentru puteri până la 1 kW.

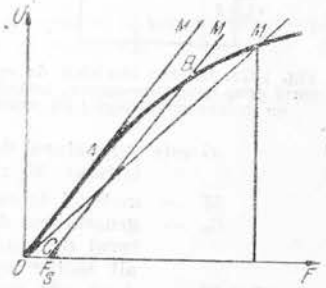


Fig. 112 c. Diagrama de funcţionare a maşinilor de amplificare cu autoexcitaţie.

In fig. 112 d este reprezentată schema electrică a unui generator de curent continuu G alimentând un motor M şi având reglajul tensiunii realizat cu ajutorul unui regulex funcţionând ca excitatrice G_r. In această situaţie, generatorul de reglaj este prevăzut cu o excitaţie principală în derivaţie F_d, cu o excitaţie separată de lucru F_l obţinută de la o reţea de tensiune constantă, şi cu două excitaţii de comandă, care în regim stabil îşi fac echilibru: o excitaţie F_I luată dela bornele şuntului s proporţională cu curentul principal I produs de genera-

torul G este montată adiţional lucrând ca un compoundaj şi o excitaţie F_U proporţională cu tensiunea U este montată diferenţial.

În figura 112 e este reprezentată schema electrică a unui generator sincron

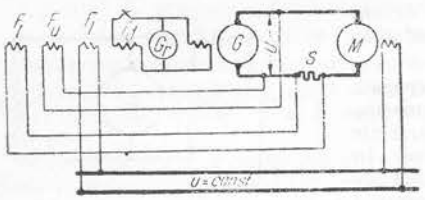


Fig. 112 d. Schema electrică de reglaj automat a unui generator de curent continuu, având ca excitatrice un regulex.

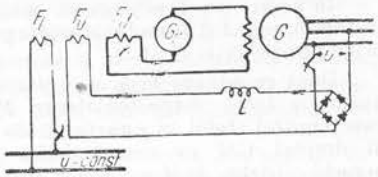


Fig. 112 e. Schema electrică de reglaj automat a unui generator sincron, având ca excitatrice un rototrol.

G având reglajul tensiunii realizat printr-un rototrol funcţionând ca excitatrice G_r. Excitaţia de comandă F_U proporţională cu tensiunea este montată diferenţial faţă de excitaţia de lucru F_1, astfel încât orice creştere a tensiunii conduce la o scădere a excitaţiei rezultante şi orice scădere a tensiunii conduce la o creştere a excitaţiei rezultante.

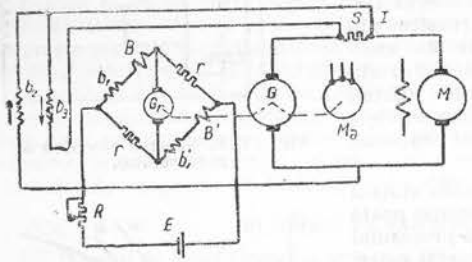


Fig. 112 f. Schema electrică de reglaj automat a unui grup generator-motor, având ca excitatrice un generator de reglaj cu montaj în punte.

În fig. 112 f este reprezentat un sistem de reglaj de viteză mai perfecţionat pentru un grup de acţionare mecanică de tipul generator-motor, folosind ca excitatrice un generator de reglaj cu montaj în punte care prezintă avantajul unei constante de timp mai reduse.

G este generatorul de curent continuu, antrenat de un motor asincron trifazat M_a;

M — motorul de curent continuu, alimentat de generatorul G:

G_r — generatorul de reglaj funcţionând ca excitatrice pentru generatorul G, fiind antrenat fie de acelaşi motor asincron, fie de un alt motor separat;

B şi B' — două căi montate în paralel ale bobinajului de excitaţie al generatorului G;

E — sursa pentru alimentarea excitaţiei;

b_1 şi b_1' — două căi paralele ale bobinajului de autoexcitaţie al generatorului de reglaj, producând o forţă magnetomotoare F_1;

b_2 — un bobinaj de excitaţie de comandă al generatorului de reglaj, alimentat de tensiunea la borne U a generatorului G, producând o forţă magnetomotoare $F_2 = k_2 U$;

b_3 — un bobinaj de excitaţie de comandă al generatorului de reglaj. alimentat cu un curent proporţional cu curentul principal I, obţinut cu ajutorul unui shunt s, producând o forţă magnetomotoare $F_3 = k_3 I$.

Bobinajele de excitaţie B şi B' ale generatorului principal şi b_1 şi b_1' ale generatorului de reglaj formează laturile unei punţi echilibrate.

In regim de funcţionare stabilă, suma forţelor electromotoare F_1 şi F_3 este egală şi de sens contrar cu F_2, astfel încât forţa electromotoare a generatorului de reglaj este nulă.

Dacă se modifică rezistenţa R din circuitul de alimentare al punţii, crescând curentul în bobinajele b_1 şi b_1' va creşte şi forţa magnetomotoare F_1, şi deci în indusul generatorului de reglaj se va produce o forţă electromotoare care va determina autoexcitarea sa. In consecinţă, pentru un impuls neînsemnat, aplicat în circuitul primar de excitaţie al generatorului de reglaj, se produce o variaţie importantă a curentului de excitaţie şi a tensiunii generatorului G şi deci a vitezei motorului M.

Pentru o valoare constantă a rezistenţei R, dacă intervine o scădere a turaţiei motorului M, determinată de o creştere a cuplului rezistent, crescând curentul I absorbit de motor, creşte şi forţa magnetomotoare F_3, determinând o creştere a tensiunii U şi deci a vitezei motorului M. Pe această cale se realizează un reglaj automat al vitezei cu o variaţie mai mică decât 1 %.

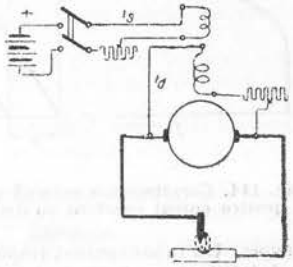


Fig. 113. Schema electrică a generatorului pentru curent constant cu două excitaţii.

59. **Generatorul pentru curent constant, cu două excitaţii.** Generatorul pentru curent constant, folosit în special pentru sudura electrică cu caracteristică externă căzătoare, este un generator de curent continuu de construcţie normală având două bobinaje de excitaţie: un bobinaj de excitaţie în derivaţie şi un bobinaj de excitaţie separată, alimentat dela o sursă independentă (fig. 113). Cu un astfel de generator, funcţionând cu viteză constantă, se poate obţine un curent constant I sub o tensiune U variind între zero şi valoarea maximă.

In adevăr, dacă se notează cu:

R şi I — rezistenţa circuitului exterior şi curentul în această rezistenţă;

i_d, w_d şi R_d — curentul, numărul de spire şi rezistenţa bobinajului de excitaţie în derivaţie;

i_s şi w_s — curentul şi numărul de spire în bobinajul de excitaţie separată;

r — rezistenţa indusului,

se poate scrie:

$$U = RI = R_d i_d$$

şi

$$U = E - r(I + i_d) = (E - ri_d) - rI.$$

Excitaţia separată de valoare constantă serveşte pentru producerea unei forţe electromotoare, care să compenseze căderea de tensiune constantă rI, iar excitaţia în derivaţie serveşte pentru producerea unei forţe electromotoare $E - ri_d$, proporţională cu curentul de excitaţie în derivaţie.

Dacă se notează cu $i_s' = i_s \frac{w_s}{w_d}$ curentul de excitaţie separată, raportat la bobinajul de excitaţie în derivaţie, se poate trasa caracteristica în sarcină $U = f(i_d + i_s')$, care este paralelă cu caracteristica în gol $E = f(i_d + i_s')$, dar decalată faţă de origine cu abscisa i_s' (fig. 114).

Pentru valoarea $i_d = 0$, deci $i_d + i'_s = i'_s$, corespunde, pe caracteristica în gol, o forţă electromotoare $E = rI$, iar pe caracteristica în sarcină, $U = 0$.

Pentru toate valorile curentului de excitaţie care corespund unui regim nesaturat, cele două caracteristice rămânând paralele, şi căderea de tensiune rI rămânând constantă, rezultă că tensiunea creşte cu rezistenţa circuitului exterior $U = R'$.

Pentru valorile excitaţiei care corespund unui regim saturat, paralelismul celor două caracteristice nu se mai menţine, astfel încât căderea de tensiune rI şi curentul I nu mai rămân constante.

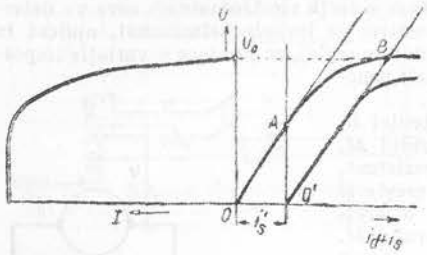


Fig. 114. Caracteristica externă a generatorului pentru curent constant cu două excitaţii.

Din fig. 114, care reprezintă caracteristica externă a acestui generator, se poate constata alura căzătoare a curbei tensiunii $U = f(I)$ şi caracterul constant al curentului în regim nesaturat.

Prin variaţia rezistenţei R_d a circuitului de excitaţie se schimbă înclinarea caracteristicei în gol şi, prin aceasta, se poate obţine o schimbare a alurei caracteristicei externe, după nevoie. Un inconvenient important al acestui generator, spre a putea fi folosit în instalaţiile de sudură electrică, ca domeniu principal de utilizare, îl constitue necesitatea de a avea o sursă specială de curent pentru excitaţia separată, ceeace nu

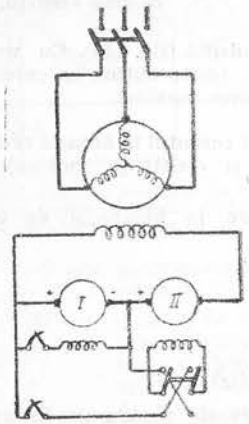


Fig. 115. Schema electrică a excitaţiei maşinilor sincrone cu două excitatrice.

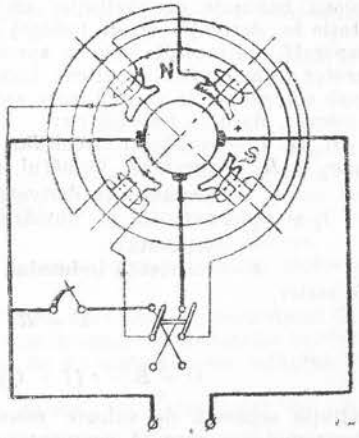


Fig. 116. Schema electrică a generatorului cu poli de scăpări.

intervine în cazul celorlalte tipuri de generatori de sudură: cu câmp transversal (§ 55) sau cu trei perii (§ 61).

60. Generatorul cu poli de scăpări. Pentru variaţia rapidă a condiţiilor de excitaţie a maşinilor sincrone de mare putere este foarte indicat, în principiu, să se folosească un sistem de excitaţie cuprinzând două excitatrice conectate în serie, conform schemei electrice reprezentate în fig. 115.

Una dintre excitatrice produce o tensiune U_1 având în permanenţă acelaşi sens iar cea de a doua excitatrice produce o tensiune U_2 de valoare mai mare, al cărei sens poate fi schimbat, după voie, prin inversarea sensului curentului în circuitul său de excitaţie. Prin variaţia sensului şi a valorii curentului de excitaţie a celor două excitatrice se poate obţine o variaţie a tensiunii la borne, dela valoarea maximă pozitivă $U = U_1 + U_2$, până la valoarea negativă $U = -(U_2 - U_1)$.

Pentru a înlătura desavantajul acestui sistem de a utiliza două excitatrice, se foloseşte generatorul de excitaţie, cu poli de scăpări, care reprezintă asocierea celor două maşini într'una singură, având pe inductor patru poli pentru o pereche de poli ai indusului (fig. 116).

Generatorul este prevăzut şi cu o a treia perie, care permite alimentarea unui sistem de poli cu excitaţie constantă, iar a celui de al doilea sistem, cu excitaţie care variază ca valoare şi ca sens (v. şi subcapitolul *c*).

Pentru o excitaţie de acelaşi sens a ambelor sisteme de poli, fluxurile polilor de acelaşi nume care străbat bobinajul indusului se însumează producând o tensiune maximă.

Prin variaţia excitaţiei la unul dintre sistemele de poli şi, apoi, prin inversarea excitaţiei, se obţine o variaţie continuă şi rapidă a tensiunii obţinute, până la valoarea zero, şi apoi la valori negative.

Pentru compensarea reacţiunii magnetice a indusului, excitatricea cu poli de scăpări poate fi prevăzută cu un bobinaj de compensaţie. Excitatricele cu poli de scăpări sunt folosite pentru generatorii sincroni din centralele hidroelectrice.

c) Maşini de curent continuu cu trei perii

61. Generatorul de sudură cu trei perii. Generatorul de sudură cu trei perii are un inductor prevăzut cu patru poli pentru o pereche de poli ai indusului. Bobinajele de excitaţie ai celor patru poli sunt montate în serie şi conectate între una dintre periile principale A şi o a treia perie C, plasată între cele două perii principale A şi B (fig. 117).

Una dintre cele două perechi de poli $N_1 - S_1$ are o secţiune dimensionată corespunzător valorii fluxului. Cealaltă pereche de poli $N_2 - S_2$ are o secţiune mult mai redusă, astfel încât se produce o saturaţie puternică.

Când curentul produs de maşină creşte, creşte şi forţa magnetomotoare de reacţiune magnetică a indusului, dirijată după axa periilor. Ea poate fi descompusă în două componente: componenta F_1, după direcţia polilor principali $N_1 - S_1$, care sunt puţin saturaţi, produce o demagnetizare a acestor poli şi deci o reducere a fluxului Φ_1 şi a forţei electromotoare obţinută la periile principale AB; componenta F_2, dirijată după axa polilor suplimentari $N_2 - S_2$ influenţează într'o măsură mult mai mică fluxul Φ_2, produs de aceşti poli din cauza saturaţiei lor, astfel încât forţa electromotoare obţinută între periile AC, care produce curentul de excitaţie, rămâne aproape neschimbată.

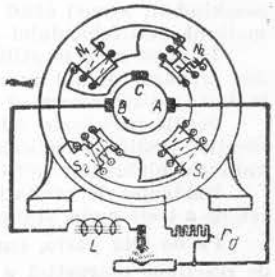


Fig. 117. Schema electrică a generatorului de sudură cu trei perii.

Din această cauză, caracteristica externă a tensiunii de lucru U, obţinută la periile principale AB în funcţie de curentul principal, reprezentată în fig. 118, are o alură căzătoare cu o înclinare foarte accentuată şi aproape constantă, care permite obţinerea unei valori aproape constante a curentului, atunci când rezistenţa arcului de sudură variază.

Prin decalarea întregului sistem de perii în raport cu axa neutră se poate schimba valoarea fluxurilor de reacţiune magnetică corespunzând celor două sisteme de poli, obţinându-se o modificare a unghiului de înclinare al caracteristicei externe, după nevoie.

Caracteristica externă a generatorului de sudură cu trei perii, reprezentată în fig. 118, în comparaţie cu aceea a generatorului cu câmp transversal, prezintă

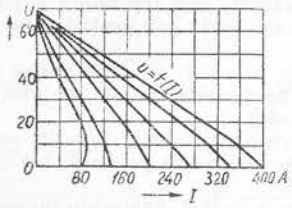


Fig. 118. Caracteristica externă a generatorului de sudură cu trei perii.

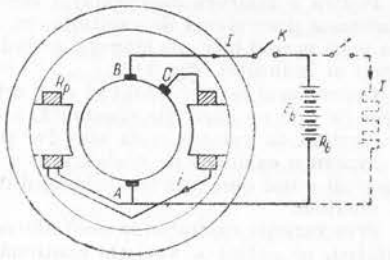


Fig. 119. Schema electrică a generatorului cu trei perii, pentru autovehicule.

avantajul că nu mai cuprinde o creştere iniţială inutilă a tensiunii. Din această cauză, în U.R.S.S. se întrebuinţează în mod obişnuit generatorii de sudură cu trei perii.

62. **Generatorul cu trei perii, cu viteză variabilă, pentru autovehicule.** Pentru instalaţiile de iluminat electric ale autovehiculelor este necesar un generator care să funcţioneze cu o viteză variabilă, impusă de viteza de funcţionare a motorului, ca şi în cazul generatorului cu flux transversal, folosit pentru iluminatul trenurilor.

In acest caz nu este însă necesar ca sensul forţei electromotoare să rămână neschimbat, atunci când se schimbă sensul de rotaţie al generatorului, deoarece motorul autovehiculului îşi păstrează totdeauna acelaşi sens de rotaţie.

In acest scop se utilizează un generator cu trei perii, la fel cu cel de sudură, dar prevăzut numai cu o pereche de poli principali (fig. 119) şi construit astfel, încât să nu fie saturat şi să aibă o puternică reacţiune magnetică a indusului.

Periile principale AB sunt legate la o baterie de acumulatori tampon, care menţine tensiunea constantă şi alimentează instalaţia electrică atunci când motorul autovehiculului este oprit sau funcţionează cu o viteză redusă.

Bobinajul de excitaţie al polilor este legat între una din periile principale şi cea de a treia perie, şi produce un flux Φ_p proporţional cu curentul de excitaţie i.

Pe de altă parte, curentul principal I, străbătând indusul, produce un flux de reacţiune magnetică a indusului Φ_I dirijat după axa periilor principale AB.

La rândul său, curentul de excitaţie i străbătând indusul, produce un flux de reacţiune magnetică Φ_i, dirijată după axa periilor AC.

Fiecare dintre aceste fluxuri determină, la cele două sisteme de perii AB şi AC, nişte forţe electromotoare proporţionale cu viteza de rotaţie n şi cu componenta normală pe axa periilor a fluxului respectiv.

Fluxul polilor Φ_p produce, la periile AB, o forţă electromotoare $E_p = k_p\, ni$, iar la perile CB, o forţă electromotoare mai redusă, $E_p' = ck_p\, ni$, unde c reprezintă un factor care depinde de unghiul α de decalaj al celei de a treia perii C.

Fluxul de reacţiune magnetică Φ_I, determinat de curentul principal I, produce o forţă electromotoare nulă la periile AB şi o forţă electromotoare negativă $E_I = -k_r\, nI$ la periile AC.

Fluxul de reacţiune magnetică Φ_i determinat de curentul de excitaţie i produce o tensiune nulă la periile CB şi o forţă electromotoare pozitivă de valoare redusă $E_i = +k_r' ni$ la periile AB.

Dacă se notează cu E_b şi cu R_b forţa electromotoare şi rezistenţa interioară a bateriei de acumulatori, în circuitul format de generator şi baterie se poate scrie:

$$E_{AC} - R_{AC}(I + i) + E_{CB} - R_{CB}\, I - E_b - R_b\, I = 0,$$

sau

$$E_{AC} + E_{CB} - E_b = (R_{AC} + R_{CB} + R_b)\, I + R_{AC}\, i,$$

sau

$$E_{AB} - E_b = RI + ri,$$

în care $R = R_{AC} + R_{BC} + R_b$ reprezintă rezistenţa totală a circuitului principal şi $r = R_{AC}$.

In circuitul de excitaţie se poate scrie:

$$E_{AC} - R_{AC}(I + i) = R_p\, i.$$

Considerând neglijabile căderile de tensiune ri faţă de RI şi $R_{AC}(I + i)$ în indusul generatorului, faţă de tensiunea la bornele circuitului de excitaţie $R_p\, i$ şi înlocuind forţele electromotoare cu valorile lor, rezultă:

$$k_p \cdot n \cdot i + k_r' \cdot n \cdot i - E_b = RI$$

şi

$$ck_p\, ni - k_r\, n\, I = R_p\, i.$$

Eliminând pe i între aceste ecuaţii, rezultă:

$$I = E_b \frac{ck_p\, n - R_p}{k_r\, n^2 (k_p + k_r') - nRck_p + R\, R_p}.$$

Din această ecuaţie rezultă că atât timp cât viteza este mai mică decât o anumită valoare critică $n_c = \frac{R_p}{ck_p}$, curentul I este negativ, adică bateria debitează curent în maşină.

Curba de variaţie a curentului I, în funcţie de viteză, este reprezentată în fig. 120. Curentul trece printr'un maxim determinat de condiţia $\frac{dI}{dn} = 0$ pentru o valoare a vitezei $n_k = \frac{2R_p}{ck_p}$ şi apoi scade încet pe măsură ce creşte viteza.

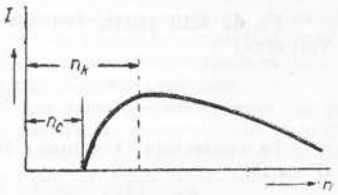


Fig. 120. Caracteristica generatorului cu trei perii pentru autovehicule.

Prin variaţia unghiului de decalaj al celei de a treia perii C, variind factorul c, variază atât viteza critică la care generatorul începe să debiteze în baterie cât şi viteza care corespunde curentului maxim, şi valoarea acestui curent. Cu generatorii cu trei perii utilizaţi la autovehicule se poate obţine un curent care variază în limita de $\pm 10\%$ pentru variaţii de viteze în raportul 4/1.

Un disjunctor-conjunctor k deconectează în mod automat generatorul din circuitul bateriei, îndată ce tensiunea generatorului devine mai mică decât a bateriei, şi îl conectează din nou, atunci când tensiunea lui devine mai mare.

In cazul când instalaţiile electrice de pe autovehicul figurate punctat în fig. 119 consumă un curent I', acesta se obţine din curentul I produs de generator, reducându-se curentul de încărcare al bateriei, fără a influenţa în mod sensibil funcţionarea generatorului.

d) Maşini de curent continuu pentru distribuţia cu trei fire

63. **Generatorul cu divizor de tensiune Dolivo-Dobrovolschi.** Reţelele de curent continuu cu trei fire (două punţi) funcţionând cu sarcini desechilibrate, nu pot fi alimentate de un generator de curent continuu de construcţie normală pentru tensiunea totală între firele extreme, deoarece un astfel de generator nu are un punct neutru la care să fie legat firul neutru al reţelei.

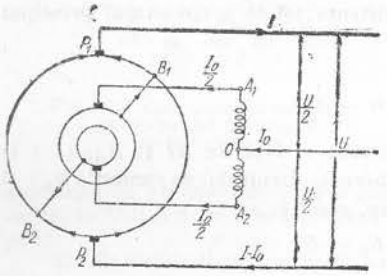


Fig. 121. Schema electrică a generatorului cu divizor de tensiune Dolivo-Dobrovolschi.

Această dificultate este înlăturată în mod avantajos de generatorul cu divizor de tensiune Dolivo-Dobrovolschi, care are construcţia unei comutatrice monofazate, fiind prevăzut, în afară de colector, cu două inele colectoare, la care este legată o bobină de inducţie. Firul neutru al reţelei este legat la punctul central al acestei bobine (fig. 121).

Tensiunea obţinută între fiecare dintre firele extreme şi firul neutru este totdeauna egală cu jumătate din tensiunea totală U între firele extreme.

In adevăr, tensiunea aplicată la bornele $A_1 A_2$ ale bobinei este o tensiune alternativă $u = U \cos \alpha$, în care $\alpha = \omega t$ este unghiul pe care-l face, cu axa neutră, axa $B_1 B_2$ a conexiunilor bobinajului indusului cu inelele colectoare. In consecinţă, bobina de inducţie este străbătută, în permanenţă, de un curent alternativ, a cărui valoare depinde de reactanţa bobinei. Tensiunea la bornele maşinii fiind U, rezultă că tensiunea între punctele P_1 şi B_1 respectiv P_2 şi B_2, adică între fiecare dintre periile colectorului şi conexiunile inelelor colectoare, va avea valoarea:

$$U_{PB} = \frac{U - U \cos \alpha}{2} = \frac{U}{2} (1 - \cos \alpha).$$

Pe de altă parte, tensiunea între conexiunile B şi centrul bobinei va avea valoarea:

$$U_{BO} = U_{AO} = \frac{U \cos \alpha}{2}.$$

In consecinţă, tensiunea între fiecare din cele două perii şi punctul neutru O va fi:

$$U_{PO} = U_{PB} + U_{BO} = \frac{1}{2} U (1 - \cos \alpha) + \frac{1}{2} U \cos \alpha = \frac{1}{2} U.$$

Curentul continuu I_0 din firul neutru se împarte în cele două jumătăţi de bobină suprapunându-se peste curentul alternativ, şi apoi trece în bobinajul indusului, ajungând la perii.

e) Maşini de curent continuu fără colector

64. **Maşina de curent continuu unipolară.** Principiul maşinii unipolare fără colector este bazat pe producerea unei forţe electromotoare constante, prin deplasarea unui conductor electric într'un câmp de inducţie magnetică uniform ca valoare şi ca sens. O astfel de maşină, reprezentată în mod schematic în fig. 122, este constituită dintr'un disc D, care se roteşte în câmpul de inducţie magnetică B, produs de inductorul de formă inelară având polaritatea Nord pe o faţă a discului şi polaritatea Sud pe cealaltă faţă.

Fiecare element de sector radial al discului poate fi considerat ca un conductor care se deplasează într'un câmp de inducţie magnetică constant, producând o forţă electromotoare

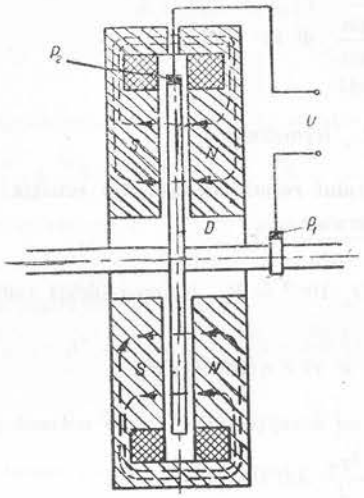


Fig. 122. Maşina de curent continuu unipolară, de tip radial.

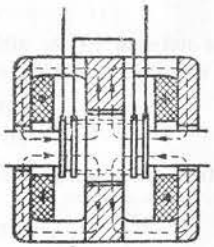


Fig. 123. Masină de curent continuu unipolară de tip axial.

constantă şi un curent continuu între cele două perii: peria P_1, plasată pe axa discului, şi peria P_2, plasată pe periferia lui.

Maşinile unipolare prezintă avantajul că nu mai au colector şi că înlătură dificultăţile comutaţiei, dar prezintă în schimb desavantajul că produc forţe electromotoare de valoare redusă. Din această cauză, ele sunt utilizate numai în cazurile când este nevoie de curenţi foarte mari, de 10 000 — 200 000 A, la tensiuni de 10—20 V, cum este cazul industriilor chimice, bazate pe electroliză.

In construcţiile mai recente de maşini unipolare, se foloseşte mai mult tipul axial, reprezentat în fig. 123, la care forţele electromotoare se induc dealungul generatoarelor cilindrului, care se roteşte în câmpul de inducţie magnetică produs de stator. Aceste maşini pot fi prevăzute cu două sau cu mai multe rânduri de conductori sudaţi la câte două inele, pe care se freacă periile colectoare.

Prin montarea în serie sau în paralel a acestor forţe electromotoare, se pot obţine valori diferite pentru tensiune şi pentru curent.

F. Dimensionarea maşinii de curent continuu

65. **Relaţii pentru dimensionare.** Dintre multe soluţii posibile în alegerea dimensiunilor unei maşini pentru o putere dată, sunt valabile în practică numai acelea care satisfac atât cerinţele tehnice: încălzire, comutaţie, randament, etc., cât şi cerinţele economice: a reclama cât mai puţin material şi manoperă, a nu cere materiale foarte costisitoare sau maşini-unelte de care nu se dispune.

Aceste condiţii duc, pentru maşini normale, la anumite relaţii între dimensiunile lor principale.

α) *Constanta maşinii.* Dintre aceste relaţii, cea mai importantă este constanta maşinii, notată mai departe cu C.

Constanta maşinii C se determină în funcţie de inducţia B şi de densitatea de curent liniară a indusului, A.

Dacă în ecuaţia f.e.m.

$$E = 2\,\frac{w}{a}\,\frac{pn}{60}\;\Phi\;10^{-8}\,[\mathrm{V}],$$

se introduce pentru Φ valoarea apropiată

$$\Phi = \frac{2r\pi}{2p}\,\alpha\,l_{\mathrm{Fe}}\,B\,[\text{maxwelli}],$$

şi se înmulţeşte cu intensitatea curentului rotoric dedusă din ecuaţia

$$I_a = \frac{2r\pi\,aA}{w}\,[\mathrm{A}],$$

şi dacă se notează pe de altă parte $EI_a\,10^{-3} = P_i$, puterea ideală (adică fără pierderi), exprimată în kW, rezultă:

$$P_i = \frac{4\pi^2}{60}\,\alpha\,\frac{l_{\mathrm{Fe}}}{l}\,A\;B\;r^2\;l\;n\;10^{-11}\,[\mathrm{kW}]. \tag{65.1}$$

Dacă factorii membrului din dreapta, cu excepţia lui $r^2\,ln$, se notează cu:

$$C = \frac{\pi^2}{15}\,\alpha\,\frac{l_{\mathrm{Fe}}}{l}\,A\,B\,10^{-4}, \tag{65.2}$$

expresia puterii ideale devine

$$P_i = Cr^2\,ln\,10^{-7}\,[\mathrm{kW}]. \tag{65.3}$$

De aici rezultă că *puterea ideală* a unei maşini creşte proporţional cu pătratul razei rotorului şi cu lungimea sa, adică, în esenţă, cu volumul rotorului. Mărimea C, «constanta maşinii», arată cât de bine este folosit materialul; ea este o valoare comodă pentru a aprecia dacă maşina este economică şi constituie un auxiliar util pentru proiectare.

Ca ordin de mărime, considerând valoarea $\frac{l_{\mathrm{Fe}}}{l} = 0{,}85$ şi admiţând pentru α valoarea obişnuită de 0,7 rezultă

$$C \approx 0{,}39\,AB\,10^{-4}. \tag{65.4}$$

Constanta maşinii în funcţie de J, B şi h_d. Ecuaţiile de mai sus pentru C sunt valabile pentru comparaţii şi pentru calculul capului de serie al unei fabricaţii de maşini, dar nu pot fi întrebuinţate pentru cercetarea limitelor de încălzire şi de comutaţie.

Ele se pot însă transforma, prin introducerea densităţii de curent în bobinajul rotoric J (A/mm²) şi a inducţiei aparente în dinţi B_d (gauşi), după cum urmează:

$$A = 100\,\frac{Zb_c\,h_d\,k_c\,J}{2\pi r}, \tag{65.5}$$

$$Zb_i = \frac{2\pi r}{k_{\mathrm{Fe}}}\,\frac{B}{B_d} = 2\pi\,(r - h_d) - Zb_c, \tag{65.6}$$

în care s'a însemnat, ca şi mai înainte cu: Z — numărul de crestături; h_d — adâncimea crestăturii egală cu adâncimea dintelui; b_c — lăţimea crestăturii; b_i — lăţimea dintelui la rădăcină, totul în cm; k_{Fe} — factorul de umplere al tolelor rotorului; k_c — factorul de umplere al crestăturii.

De aici rezultă legătura între A şi B:

$$A = 100\,Jk_c\,h_d\left(1 - \frac{h_d}{r} - \frac{B}{k_{\mathrm{Fe}}\,B_d}\right)[\mathrm{A/cm}]; \tag{65.7}$$

$$B = k_{\mathrm{Fe}}\,B_d\left(1 - \frac{h_d}{r} - \frac{A}{100\,Jk_c\,h_d}\right)[\text{gauşi}] \tag{65.8}$$

după introducerea valorii lui A în ecuaţia lui C rezultă:

$$C = \frac{\pi^2}{15}\,\alpha\,\frac{l_{\mathrm{Fe}}}{l}\,\frac{k_c\,Jh_d}{100}\,B\left(1 - \frac{h_d}{r} - \frac{B}{k_{\mathrm{Fe}}\,B_d}\right), \tag{65.9}$$

din care reiese că $C = f(B)$ trebue să aibă un maximum $\left(\text{pentru } \frac{dC}{dB} = 0\right)$. Acest maxim corespunde următoarelor valori ale lui A şi B:

$$A' = 100\,k_c\,J\,\frac{h_d}{2}\left(1 - \frac{h_d}{r}\right); \tag{65.10}$$

$$B' = k_{\mathrm{Fe}}\,\frac{B_d}{2}\left(1 - \frac{h_d}{r}\right); \tag{65.11}$$

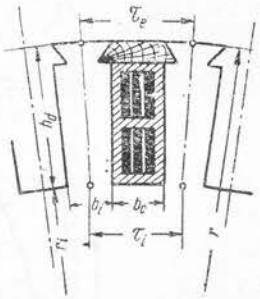


Fig. 124. Crestătură (dimensiuni principale).

Valoarea acestui maxim este:

$$C_{max} = \frac{\pi^2}{15}\,\frac{l_{\mathrm{Fe}}}{l}\,\alpha\,100\,k_c\,Jh_d\,k_{\mathrm{Fe}}\,B_d\,\frac{\left(1 - \frac{h_d}{r}\right)^2}{2}\,10^{-4}. \tag{65.12}$$

Acest maximum, care corespunde între altele, lui $b_c = b_i$ nu se poate totdeauna realiza pentru maşini mijlocii sau mari, deoarece A ar depăşi limitele stabilite de cerinţele comutaţiei, în timp ce B în întrefier ar ajunge la valori prea mici. Se lucrează deci deobicei cu valori $B > B'$ şi $A < A'$ şi se caută ca, mărind pe h_d, k_c şi J, să se ridice valoarea lui C. Intrucât nu se pot întrebuinţa nici crestături prea largi, din cauza curenţilor turbionari daţi de câmpul longitudinal din crestătură, nici crestături foarte strâmte, din cauza izolaţiei, zona valorilor potrivite ale lui C este destul de restrânsă.

Exemplu numeric (fig. 125):

$r = 50$ cm; $J = 5$ A/mm²; $Z = 100$ crestături
$h_d = 4$ cm; $k_c = 0{,}55$; $\tau_i = 2{,}89$ cm
B_d (la baza dintelui) $= 21\,000$ gauşi; $k_{\mathrm{Fe}} = 0{,}91$.

Din relaţia (65.6) rezultă:

$$b_c = 2{,}89\left(1 - \frac{B}{17\,600}\right)[\mathrm{cm}]; \quad b_c = b_i = 1{,}45$$

Deasemenea, aplicând relaţia (65.7) rezultă:

$$A = 1\,100\left(0{,}92 - \frac{B}{19\,100}\right)[\mathrm{A/cm}]; \; A = A' = 505;$$

din relaţia (65.9):

$$C = 396\left(1 - \frac{B}{17\,600}\right)B\cdot 10^{-4}; \quad B = B' = 8\,800.$$

pentru $C = C_{max} = 174$.

Domeniul practic, indicat în fig. 125 prin haşuri, se întinde între $B = 6\,650$, $b_e = 1{,}8$ şi $B = 11\,500$, $b_e = 1{,}0$; dacă se pune condiţia $A \leqslant 500$, curba lui A va fi frântă, ceeace va corespunde unei frângeri a curbei lui C; aceasta se va compune dintr'o dreaptă şi o ramură de parabolă.

Valori experimentale pentru C. Mărimile întrebuinţate ca parametri în ecuaţiile de mai sus: A, B, J . . . , cum şi lungimea l (neinclusă în constanta C), sunt cifre experimentale care trebue considerate ca funcţii de r, dacă

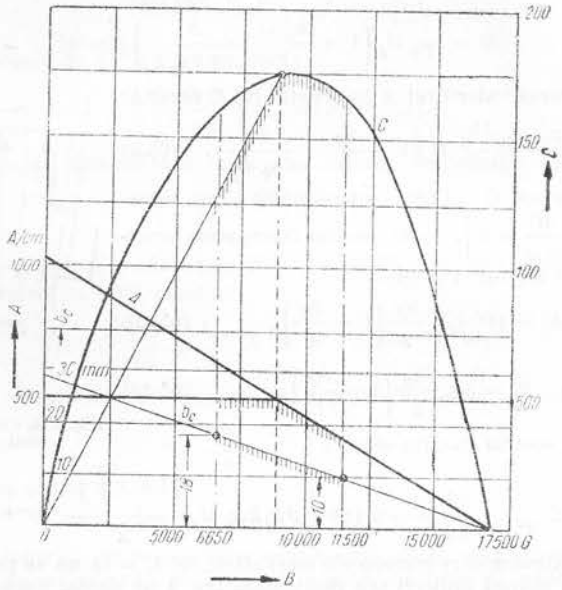


Fig. 125. Exemplu de stabilire a constantei C a unei maşini de curent continuu.

vrem să stabilim mărimea maşinii cu ajutorul constantei C; de aici rezultă nevoia unei curbe experimentale $C = f(r)$. Curbele pentru A, B, B_d, h_d şi C din fig. 126 sunt valabile pentru construcţii normale şi viteze medii; influenţa raportului lungimilor $\frac{l_c}{l}$ este dată de curba din fig. 127; aceea a vitezei periferice este dată de curba din fig. 128. Rolul ventilaţiei, al formei constructive, etc. trebue stabilite dela caz la caz. Ca urmare a tuturor acestor influenţe, constanta C poate varia până la $\pm$ 40 % din valoarea dată de curba din fig. 126.

β) *Stabilirea dimensiunilor principale.* Valorile date mai departe trebue socotite numai ca valori medii pentru cazuri normale; ele se referă la maşini deschise, cu ventilaţie proprie, cu o viteză periferică a rotorului cuprinsă între 15 şi 30 m/s. Construcţiile capsulate (pentru tracţiune şi macarale), cu răcire forţată (pentru laminoare), cu tensiuni şi turaţii neobişnuite, necesită abateri care trebue tratate dela caz la caz.

Lungimile l şi l_{Fe} ale rotorului. Din punct de vedere electric este de dorit o lungime mică pentru maşină, deoarece tensiunea de comutaţie E_m

şi tensiunea ε între lamelele colectorului, cresc odată cu lungimea fierului l_{Fe}, care este aproape proporţională cu l, lungimea geometrică a indusului; deasemenea, răcirea este mai bună la maşinile scurte şi deformarea axului mai mică, din cauza distanţei mai mici între lagăre. Consideraţiile economice, din contra, conduc la

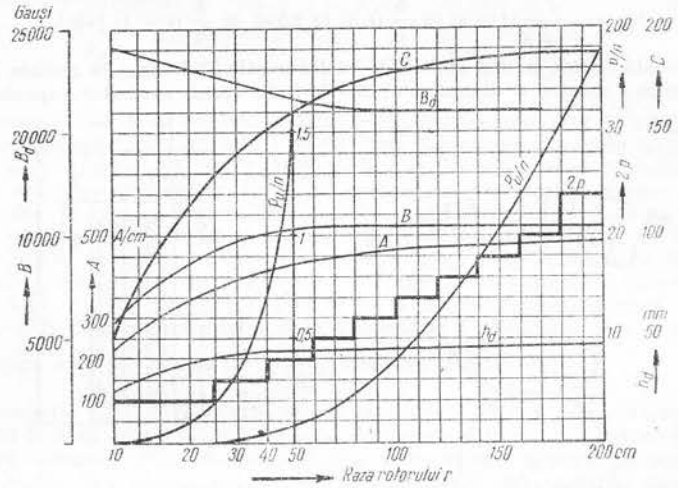


Fig. 126. Curbe experimentale pentru A, B, B_d, C, P/n şi $2p$ funcţie de raza rotorului r.

întrebuinţarea rotorilor lungi, pentrucă costul maşinii nu creşte proporţional cu lungimea ei, ci într'o măsură mai mică, deoarece preţul colectorului, al suporţilor

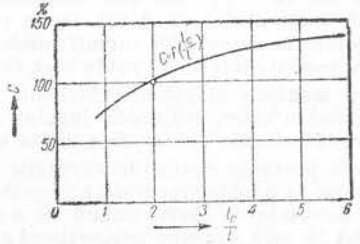


Fig. 127. Curbă experimentală $C = f\left(\frac{l_c}{l}\right)$
l_c = lungimea capătului de bobină.

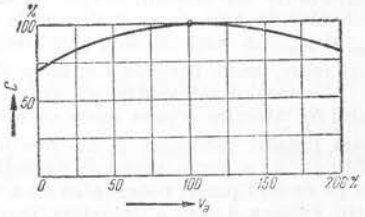


Fig. 128. Curbă experimentală indicând influenţa vitezei periferice a indusului asupra constantei C.

capetelor de bobine, al lagărelor, rămâne practic independent de lungimea rotorului. O valoare practică pentru lungimea rotorului este dată de formula

$$l = \frac{60 \cdot r}{35 + r}\,[\text{cm}]. \tag{65.13}$$

Lungimea fierului activ $l_{Fe} = l - n_v \cdot s_v$ în care n_v este numărul canalelor radiale de ventilaţie şi s_v lăţimea lor, este dată de încălzirea admisă. Din cauza

defectuoasei conductibilităţi termice a izolaţiei de hârtie dintre tole, lungimea l' a unui pachet nu trebue să depăşească o anumită mărime, deoarece altfel mijlocul pachetului ar deveni prea cald şi ar încălzi bobinajul în loc să-l răcească. Se alege deobicei $l' \approx 5 \ldots 8$ cm şi $s = 1$ cm, de unde rezultă:

$$l_{Fe} = \frac{l'}{l' + s}(l + s) \approx \frac{5}{6}(l + 1) \text{ până la } \frac{8}{9}(l + 1) \text{ [cm]}. \qquad (65.14)$$

Câteodată se fac numai canale de răcire axiale fără canalele radiale. Canalele axiale impun o mărire a diametrului maşinii. In cazul maşinilor capsulate (care

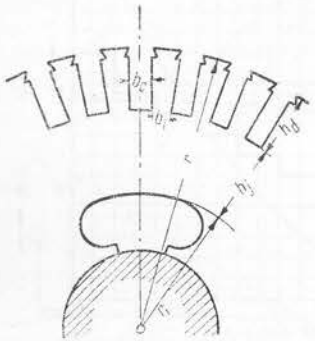


Fig. 129. Secţiune prin rotorul unei maşini de curent continuu.

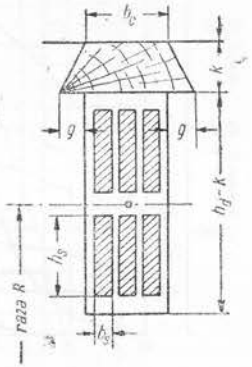


Fig. 130. Umplerea unei crestături. Dimensiuni.

funcţionează fără aport de aer din exterior), eficacitatea canalelor de ventilaţie este discutabilă.

A d â n c i m e a c r e s t ă t u r i i h_d. Cu cât h_d, una din dimensiunile importante ale maşinii, creşte, cu atât creşte factorul ζ (vezi § 28), iar în cazul bobinării în bare, cresc şi pierderile suplimentare în cupru prin curenţi turbionari p_{sp} şi p_{ss}. La maşinile mici şi mijlocii, f.m.m. pentru dinţi înalţi poate uşor deveni mai mare decât permite f.m.m. a circuitului magnetic al polilor principali.

La maşini tetrapolare cu arborele de diametru mare, înălţimea jugului rotorului h_j interzice o prea mare adâncime a crestăturii, din nevoia de a limita saturaţia jugului rotorului şi din necesitatea de a prevedea canale de ventilaţie (fig. 129). Pe de o parte, cerinţele de mai sus conduc la o adâncime mică a crestăturii, iar pe de altă parte, necesitatea de a obţine o densitate de curent liniară de o anumită valoare A cere o adâncime maximă, căci A este aproape proporţional cu h_j (ecuaţia 65.7). Din aceste consideraţii opuse, rezultă pentru fiecare rază a rotorului o valoare optimă pentru h_d. In fig. 126 se dă valoarea medie practică a lui $h_d = f(r)$ pentru raze ale rotorului cuprinse între 10 şi 200 cm.

F a c t o r u l d e u m p l e r e k_c a l c r e s t ă t u r i i. Insemnând cu s secţiunea unui conductor din rotor (în cazul barelor: $s = h_s\, b_s$) (fig. 130), factorul de umplere este:

$$k_c = \frac{2\, u\, w_k\, s}{b_c\, h_d} \text{ pentru bobinaj cu fire rotunde} \qquad (65.15)$$

şi

$$k_c = \frac{2\, u\, h_s\, b_s}{b_c\, h_d} \text{ pentru bare,} \qquad (65.16)$$

$2\,u$ fiind numărul mănunchiurilor din crestături, iar w_k, numărul spirelor pe fiecare secţiune.

Dacă se notează mai departe dimensiunile izolaţiei, adică diferenţa dintre dimensiunile crestăturii şi acelea ale cuprului neizolat cu δ_h pentru înălţime şi δ_b pentru lăţime, rezultă:

$$k_c = \frac{(h_d - \delta_h)(b_c - \delta_b)}{b_c\, h_d} = \left(1 - \frac{\delta_h}{h_d}\right)\left(1 - \frac{\delta_b}{b_c}\right). \qquad (65.17)$$

Dimensiunile δ_h şi δ_b cuprind izolaţia conductorilor unul faţă de altul precum şi aceea a întregului mănunchi faţă de fier; ele depind nu numai de felul bobinajului (fir rotund, panglică, bare), de tensiunea de funcţionare şi de încercare, de cerinţele mecanice şi termice, ci şi de progresul tehnicei materialelor izolante.

Este de observat că factorul de umplere k_c definit prin ecuaţiile de mai sus, cu toată diversitatea formelor şi mărimii crestăturilor şi a felurilor de bobinaje, rămâne aproape constant. La crestături mici (maşini mici) bobinate cu fir rotund şi cu bobine executate pe şablon, $k_c = 0{,}3 \cdots 0{,}4$; iar pentru panglică şi bare de cupru, $k_c = 0{,}4 \ldots 0{,}55$. Pentru un prim calcul, se ia la maşini mijlocii şi mari valoarea medie $k_c = 0{,}5$. Pentru o secţiune dată a crestăturii $h_d\, b_c$, cea mai avantajoasă întrebuinţare are loc pentru $\frac{h_d}{b_c} = \frac{\delta_h}{\delta_b}$, când k_c devine maxim.

La maşinile mici şi medii cu viteză periferică mijlocie, cu diametrul rotorului până la circa 40 cm, bobinajul rotorului poate fi ţinut în crestăturile dreptunghiulare deschise, prin bandaje. Pentru a se reduce curenţii paraziţi, aceste bandaje se fac din sârmă subţire şi când se poate din material nemagnetic.

La toate maşinile mari, cum şi la maşinile mici cu turaţie înaltă, crestăturile se prevăd cu scobituri în formă de coadă de rândunică (fig. 130), în care se fixează pene de lemn sau de fibră pentru închiderea crestăturii şi imobilizarea bobinajului. Dimensiunile penei pot fi determinate după următoasea formulă empirică:

$$g = \frac{k + 1}{2} \text{ [cm]} \qquad (65.18)$$

$$k = \frac{n}{22\,000}\sqrt{S_n\, R\,(b_c + g)} \text{ pentru pene de fibră;} \qquad (65.19, a)$$

$$k = \frac{n}{16\,000}\sqrt{S_n\, R\,(b_c + g)} \text{ pentru pene de lemn,} \qquad (65.19, b)$$

în care $S_n = k_c\, b_c\, h_d$ este secţiunea cuprului din crestătură, în cm², şi R raza centrului de greutate a cuprului din crestătură, în cm.

γ) *Stabilirea solicitărilor electrice şi magnetice.* D e n s i t a t e a d e c u r e n t în r o t o r J. Incălzirea bobinajului rotoric este, în ordinea importanţei, a doua condiţie limită, prima fiind comutaţia. Această încălzire nu depinde numai de pierderile Lenz-Joule datorite curentului principal şi curenţilor turbionari în bobinaj, ci depinde şi de pierderile în fier, de izolaţie, cum şi de forma constructivă a rotorului. Cu tot numărul mare al factorilor şi cu toată interdependenţa lor complicată, se poate aprecia încălzirea prin densitatea curentului în înfăşurarea rotorică: $J = \frac{I_a}{2\,a\,s}$ A/mm². Pentru calcule iniţiale, la orice maşină se poate admite $J = 5$ A/mm².

Factorii care influenţează cel mai mult alegerea lui J sunt viteza periferică v_a şi raportul λ dintre lungimea capetelor de bobină şi lungimea cuprului în crestătură. În cazul când capetele de bobină sunt bine ventilate şi nu sunt acoperite cu un izolant prea gros, ele ajută la răcirea cuprului din crestătură.

Pentru alegerea densităţii curentului în rotor, în raport cu viteza periferică v_a a indusului, se pot întrebuinţa curbele $J = f(v_a)$ din fig. 131; deasemenea, pentru stabilirea înălţimii barei h_s se poate folosi curba $h_s = f(v_a)$ din fig. 131.

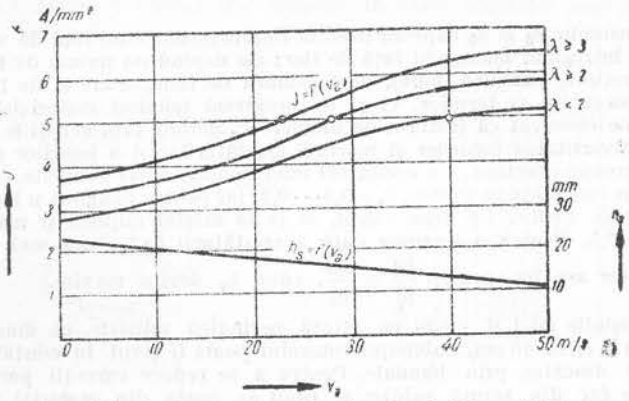


Fig. 131. Curbe experimentale $I = f(v_a)$ şi $h_s = f(v_a)$.

S a t u r a ţ i a (a p a r e n t ă) a d i n ţ i l o r B_d. Pentru a ajunge la o constantă ridicată a maşinii, trebue împinsă cât mai sus inducţia aparentă în secţiunea cea mai mică a dintelui. Dar, odată cu creşterea saturaţiei, creşte pe de o parte f.m.m. foarte repede, iar pe de altă parte cresc şi scăpările în crestătură şi împreună cu ele, curenţii turbionari în cuprul conductorilor din crestătură, mai cu seamă la secţiuni mari ale conductorilor, cum este cazul barelor. Pierderile în fierul dinţilor au un rol mai puţin însemnat. Din aceste consideraţii reiese obligaţia de a nu depăşi, pentru inducţia în dinţi, o anumită limită, care este de aproximativ 21 000 gauşi.

B_d poate fi cu atât mai mare, cu cât h_d este mai mic; deaceea maşinile mici şi mijlocii, mai ales cele cu bobinaje din fire rotunde (practic fără curenţi paraziţi) pot avea inducţii mari în dinţi. Date practice se găsesc în curba B_d din fig. 126.

I n d u c ţ i a m e d i e î n î n t r e f i e r B_δ. Inducţia B_δ în întrefier trebue aleasă ţinând seamă de relaţia care o leagă de densitatea de curent liniară a indusului A (ecuaţia 65.7). Valorile mari pentru B_δ conduc la valori mici pentru A, deci sunt recomandabile pentru cazurile de comutaţie grea, spre exemplu pentru cazurile când se prevăd suprasarcini mari; maşina devine însă scumpă şi grea.

Valorile moderate pentru B_δ sunt indicate la maşinile mici şi mijlocii, pentru a obţine o bună întrebuinţare a crestăturii. Curba B_δ din fig. 126 dă valori rezultate din practică, bune de întrebuinţat în primele calcule, ca punct de plecare. Abateri de circa $\pm 10\%$ au puţină importanţă din punct de vedere electric, dar influenţează greutatea şi preţul maşinii.

δ) *Desfăşurarea proiectării.* D a t e i n i ţ i a l e. Curba $C = f(r)$ şi celelalte curbe din fig. 125 şi 126 dau posibilitatea, când se cunosc r, l şi n să se determine

P_u puterea utilă a maşinii sau viceversa, pentru P_u şi n daţi, să se stabilească aproximativ dimensiunile principale. Din curba $C = f(r)$ se poate deduce, cu ajutorul ecuaţiei (65.3), curba cuplului $\frac{P_u}{n} = f(r)$, care este punctul de plecare cel mai comod pentru un proiect $\left(\frac{P_u}{n} = 1{,}025\, M \approx M,\ M \text{ fiind dat în tm, } P_u \text{ în kW, iar } n \text{ în rot/min}\right)$.

R o t o r u l. Din datele maşinii E, I_a şi n, se calculează cuplul P_u/n şi, cu ajutorul curbelor din fig. 126, se determină r, A, B_δ, B_d şi h_d. Cu ajutorul ecuaţiei (65.13) se stabileşte lungimea l a rotorului şi cu ecuaţia (65.14), numărul canalelor radiale, deci lungimea fierului activ (lungimea ideală). Tot din fig. 126 reiese numărul de poli $2p$, iar pentru J şi k_0 se iau valori provizorii. Din relaţia:

$$\Phi = \frac{2\pi r}{2p}\, \alpha\, l_{Fe}\, B_\delta ,$$

care determină fluxul Φ şi din valoarea aleasă pentru inducţia B_{jr} în jugul rotorului se poate determina valoarea razei interioare a tolelor rotorului:

$$r_i = r - h_d - \frac{\Phi}{2 l_{Fe}\, k_{Fe}\, B_{jr}} .$$

Cu aceasta s'au stabilit toate dimensiunile rotorului pornind dela raportul $\frac{P_u}{n}$.

Rămâne însă de verificat satisfacerea condiţiei ca viteza periferică rezultată din r şi n să nu fie prea depărtată de vitezele normale pentru care sunt valabile curbele întrebuinţate. Dacă este cazul, r şi l trebue corectaţi pe baza curbelor $C = f(v_a)$ şi $J = f(v_a)$ din fig. 128 şi 131, pe cât posibil fără a schimba valoarea celorlalte dimensiuni. O stabilire precisă a tuturor datelor nu este însă posibilă decât după efectuarea primei calculaţii, deoarece trebue luate în seamă şiconsideraţiile constructive.

B o b i n a j u l r o t o r u l u i. Mai întâi trebue stabilit dacă se pot întrebuinţa bare ($w = k$) sau dacă este cazul să se aleagă bobinaj în fire ($w = k \cdot w_k$). Este posibil de adoptat bare dacă se verifică relaţia:

$$w = \frac{Ea}{n}\, \frac{60 \cdot 10^8}{2p\, \Phi} \leqslant k_{max} \left(\leqslant \frac{\pi D_k}{\tau_k} \right), \qquad (65.20)$$

unde k_{max} este cel mai mare număr de lamele posibile la colector, D_k diametrul colectorului şi τ_k cea mai mică lăţime admisibilă a pasului la colector (lăţimea unei lamele + lăţimea izolaţiei dintre lamele). Ca punct de plecare pentru proiectare pot servi următoarele valori:

$$2r > D_k > 2(r - h_d)\ ;\ 0{,}3 < \tau_k < 0{,}45 \text{ cm, pentru } 10 < r < 25 \text{ cm,}$$

şi

$$1{,}7\, r > D_k > 1{,}2\, r;\ 0{,}45 < \tau_k < 0{,}6 \text{ cm, pentru } 25 < r < 200 \text{ cm.}$$

D_k trebue ales astfel încât viteza periferică a colectorului:

$$v_k = \frac{\pi D_k\, n}{6\,000} \leqslant 35\ [\text{m/s}]. \qquad (65.21)$$

Valori mai mari se pot întrebuinţa, dar conduc la construcţii mai complicate, care scumpesc maşina.

B o b i n a j î n b a r e. Când $w < k_{max}$ se alege numărul perechilor de căi de curent a pe baza consideraţiilor arătate în capitolul care tratează despre înfăşurări, cu respectarea relaţiei (65.20). In orice caz, tensiunea medie între lamelele colectorului nu trebue să depăşească limitele: $\varepsilon = \frac{E}{k/2p} \leqslant 20$ [V], la maşini compensate, şi $\leqslant 16$ [V], la maşini necompensate, de unde rezultă pentru a limita:

$$a \leqslant \frac{p^2 n \Phi 10^{-6}}{1\,500 \varepsilon}; \tag{65.22}$$

pentru bobinajul buclat ($a = p$), trebue satisfăcută condiţia privind alegerea numărului de poli:

$$p \geqslant \frac{1\,500\,\varepsilon}{n \Phi} \cdot 10^6. \tag{65.23}$$

Pentru cele mai multe maşini mari şi rapide, limita posibilităţilor de execuţie este dată de tensiunea admisibilă dintre lamele. Pentru o anumită densitate de curent liniară A şi pentru $a = p$, raza cea mai mică posibilă pentru rotor este dată de:

$$r = \frac{P}{\pi \varepsilon A} 10^3 = 318 \frac{P}{A\,\varepsilon} [\text{cm}]. \tag{65.24}$$

Pentru o viteză periferică v_a dată, limita puterii este:

$$P = \frac{3 A \varepsilon v_a}{n} [\text{kW}], \tag{65.25}$$

sau

$$Pn = 3 A \varepsilon v_a [\text{kW rot/min}]. \tag{65.26}$$

Dacă la o maşină cu turaţie înaltă, raportul E/n este atât de mic încât chiar cu bobinaj buclat şi $u = 1$, numărul de crestături pe pol rezultă mai mic decât limita dată de condiţiile de comutaţie (v. § 35), atunci trebue mărit r şi micşorat l, chiar dacă prin aceasta ar creşte costul maşinii.

B o b i n a j î n f i r e. Numărul de spire pe secţiune, w_k, va trebui să fie cât mai mic, pentru motivele arătate mai înainte la capitolul care tratează despre bobinaje. Limita superioară pentru w_k este determinată, ca şi în cazul barelor, de tensiunea admisibilă între lamelele colectorului.

Numărul de spire pe secţiune este dat de relaţia:

$$w_k = \frac{1\,500\,\varepsilon}{np^2 \Phi} 10^6. \tag{65.27}$$

După ce s'a stabilit w şi numărul crestăturilor $Z = \frac{k}{u}$, prin alegerea potrivită a lui u, şi respectarea regulilor de simetrie, luând în consideraţie şi căderea de tensiune până acum neglijată, adică punând $\frac{E \pm I_a \Sigma R_a}{n}$ în loc de $\frac{E}{n}$ în ecuaţia dela capitolul care tratează despre bobinaje, se procedează la dimensionarea crestăturii şi a secţiunii conductorilor. Inălţimea dintelui este deja cunoscută din curba $h_d = f(r)$, (fig. 126), iar lăţimea crestăturii rezultă din ecuaţia:

$$b_c = \frac{2\pi r \left(1 - \frac{B_\delta}{k_{Fe} B_d}\right) - 2\pi h_d}{Z}. \tag{65.28}$$

Dacă, după adăugarea izolaţiei δ_h şi δ_b, se ajunge la o prea mare densitate de curent $J = \frac{I_a \pm i_e}{2a\,s}$, se va încerca o altă crestătură mai adâncă şi mai îngustă, păstrând acelaşi B_d; se ajunge astfel, deobicei, la o mai mare secţiune a cuprului. In cazurile grele: tensiune mare, turaţie foarte mică, va trebui probabil mărit r sau l sau ambele aceste dimensiuni într'o mică măsură. In toate cazurile normale, se ajunge la rezultat pe baza datelor din fig. 126 şi 131.

După ce s'au stabilit valorile pentru b_c, b_i şi s, se stabileşte mai exact lungimea medie a spirei l_s prin formula (42.3). Greutatea cuprului din rotor este dată de:

$$G_a = w l_s s \gamma 10^{-3} [\text{kg}], \tag{65.29}$$

unde $\gamma = 8{,}9$ g/cm³.

I n t r e f i e r u l se poate determina (la mijlocul polului principal) cu formula:

$$\delta = \frac{0{,}6\, A \tau_p}{(1 + c)\, B_\delta}, \tag{65.30}$$

în care coeficientul c are valoarea

$$0{,}2 \leqslant c \leqslant 0{,}5,$$

valoare care se măreşte cu 30%, dacă maşina nu are poli auxiliari.

B o b i n a j u l p o l i l o r. Criteriul pentru dimensionarea bobinajelor polilor principali şi ale polilor de comutaţie este încălzirea, care nu trebue să depăşească o anumită supratemperatură θ. Ca date sunt: f.m.m. a unei perechi de poli principali Θ, calculată după metoda arătată la începutul acestei părţi, cu dimensiunile jugului şi miezului adoptate provizoriu. Coeficientul K_t de transmisie a căldurii, care depinde de viteza şi temperatura aerului de răcire, poate fi stabilit pentru construcţii normale, cu ajutorul formulei:

$$K_t = 0{,}00125\,(1 + 0{,}04\, v_a) [\text{W/cm}^2 \text{ grd.}], \tag{65.31}$$

pentru fire rotunde sau plate izolate cu bumbac, şi

$$K_t = 0{,}0014\,(1 + 0{,}05\, v_a) [\text{W/cm}^2 \text{ grd.}], \tag{65.32}$$

pentru cupru profilat, lăcuit sau neizolat.

Inălţimea bobinajului h_B (fig. 59) şi odată cu ea diametrul interior al carcasei se determină cu ajutorul formulei:

$$h_B = \frac{\Theta}{20} \sqrt{\frac{1 + \alpha\theta}{2k\,\Theta K_t} \cdot \frac{l}{l_{ex}\, C}}. \tag{65.33}$$

De aici se calculează suprafaţa laterală, singura care are un rol practic în schimbul de căldură al celor $2p$ poli:

$$S = 2p\, h_B\, l_{ex} [\text{cm}^2]; \tag{65.34}$$

greutatea cuprului tuturor bobinelor:

$$G_e = \frac{(p\Theta^2)\, l^2\, (1 + \alpha\theta)\, \gamma}{K_t \sigma \varrho s} 10^{-3} [\text{kg}]; \tag{65.35}$$

densitatea de curent:

$$J = \sqrt{\frac{K_t \theta}{2\,(1 + \alpha\,\theta)\,G_e}}\ \text{A/mm}^2]. \qquad (65.36)$$

În aceste ecuaţii s'a însemnat cu:

α — coeficientul de temperatură al bobinajului (= 0,004 pentru Cu);

γ — greutatea specifică a bobinajului (= 8,9 g/cm pentru Cu);

k — factorul de umplere a secţiunii bobinei:

$$k = \left(\frac{d}{d + J}\right)\frac{\pi}{4}, \text{ pentru fire rotunde;}$$

l — lungimea medie a unei spire, în m (v. fig. 58...60);

l_{ex} — lungimea spirei exterioare, în cm.

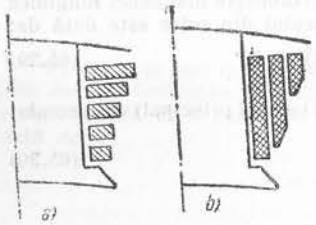


Fig. 132. Diferite forme de bobine inductoare cu canale de ventilaţie:
a — bobine suprapuse (turte);
b — bobine coaxiale (în tub).

Dimensiunea C (fig. 59) trebue să fie în medie de 3 cm şi chiar la maşinile mari nu este bine să depăşească 4 cm, căci din cauza conductivităţii termice scăzute a bobinelor, spirelor din interior ar deveni prea calde. Dacă, din calculele finale, rezultă totuşi pentru dimensiunea C o valoare prea mare, secţiunea bobinelor se va împărţi prin canale axiale (bobinaj cu bobine suprapuse, turte), (fig. 132, *a*) sau radiale (bobinaj în tub, bobine coaxiale), (fig. 132, *b*). In acest caz se va lua pentru S o valoare cu circa 25% mai mare decât aceea care rezultă din ecuaţia (65.34), pentru a ţine seama de participarea canalelor la procesul de răcire.

Bobinajul polilor principali. Dacă Θ este f.m.m. care rezultă prin aplicarea celor arătate în § 5...10 şi pentru care s'a ţinut seamă şi de reacţia indusului (v. § 23), pentru poli legaţi în serie, la excitaţie în derivaţie, există relaţiile:

secţiunea conductorului $s_e = \dfrac{p\Theta\, l}{\sigma U_e}$ (65.37, a)

lungimea conductorului în cele $2p$ bobine $L_e = \dfrac{\Theta l\,(1 + \alpha\theta)\,U_e}{K_t s\theta}$; (65.38, a)

numărul de spire ale unui pol $w_e = \dfrac{L_e}{2p\,l}$; (65.39, a)

curentul de excitaţie $i_e = \dfrac{\Theta}{2\,w_e}$; (65.40, a)

iar pentru excitaţia în serie:

secţiunea conductorului $s_e = \dfrac{p\Theta\, l\,(1 + \alpha\theta)\,I}{K_t \sigma\, S\theta}$; (65.37, b)

lungimea totală $L_e = \dfrac{\Theta}{I}\,pl$; (65.38, b)

spirele pe un pol $w_e = \dfrac{\Theta}{2I}$; (65.39, b)

şi curentul de excitaţie $i_e = I$. (65.40, b)

U_e este, la excitaţia în derivaţie, tensiunea disponibilă la bornele bobinajelor de excitaţie şi care, pentru a ţine seamă de nevoile de reglaj, se ia deobicei egală cu 0,6—0,7 U.

Pentru verificare se întrebuinţează ecuaţiile (65.35) şi (65.36), după ce s'au calculat pierderile:

$p = (1 + \alpha\,\theta)\, i_e^2\, R \left(\text{unde } R = \dfrac{l}{\sigma s}[\Omega]\right)$ cu valorile deduse din ecuaţiile (65.37) ... ... (65.40) şi cu S măsurat pe desenele de proiectare.

Bobinajul polilor de comutaţie. Deoarece polii de comutaţie sunt totdeauna în serie cu bobinajul rotorului, sunt valabile pentru bobinajul lor, în afară de ecuaţiile (33.4) şi (33.5) nemodificate şi ecuaţiile (65.37) până la (65.40, b) dacă se dau lui A, L_e, C ... valori corespunzătoare polilor de comutaţie. F.m.m. pentru o pereche de poli de comutaţie este:

$$\Theta_c = \eta\,\Theta_a = \eta\,\frac{r\pi\,A}{p}, \qquad (65.41)$$

unde η este f.m.m. relativă a polilor de comutaţie dată de ecuaţia (28.8).

Numărul de spire este:

$$w_c = \frac{\Theta_c}{2I} = \frac{\eta w}{4pa}, \qquad (65.42)$$

în care w este numărul de spire ale rotorului. La toate maşinile mari şi mijlocii w_c este atât de mic, încât bobinajul se poate executa cu panglică de cupru. In acest caz se ia pentru l valoarea din ecuaţia (65.32). Grosimea bobinajului este deobicei de 2...3 cm, deoarece înălţimea bobinajului h_B nu rezultă din consideraţii de încălzire (ecuaţia 65.33), ci din spaţiul disponibil corespunzând înălţimii polului de comutaţie. Dimensiunea C devine în special mică, dacă în afară de polii de comutaţie, mai există şi bobinaj de compensaţie. Atunci în ecuaţiile (65.41) şi (65.42) trebue înlocuit η prin $\eta - \alpha$ (α fiind factorul de acoperire al polului), potrivit relaţiei (33.5).

Bobinajul de compensaţie. Lungimea mijlocie l_{cs} a spirei este deobicei egală cu aceea a spirei rotorului $l_{cs} = l_s$; iar numărul de spire pe pol este, conform ecuaţiei (33.4): $w_{cs} = \dfrac{w}{4pa}\,\alpha$. Secţiunea se evaluează la fel ca pentru conductorul din rotor, pe baza aceloraşi consideraţii şi în special pe baza densităţii de curent admisibile. Aceasta trebue luată în jurul lui 3 A/mm² (pentru maşini foarte lente $J_{cs} \approx 2.5$ A/mm² şi pentru maşini foarte rapide, până la $J_{cs} \approx 4$ A/mm²). Greutatea întregului bobinaj de compensaţie este:

$$G_{cs} = G_a\,\alpha\,\frac{J_a}{J_{cs}}\ [\text{kg}], \qquad (65.43)$$

în care G_a este greutatea cuprului în rotor, conform ecuaţiei (65.29), şi J_a — densitatea respectivă.

Colectorul. Diametrul colectorului este stabilit aproximativ pe baza observaţiilor făcute asupra ecuaţiei (65.20), mărimea sa depinzând, la limita superioară, de viteza periferică v_k, iar pentru limita inferioară, de mărimea arborelui, de posibilităţile de ventilaţie, de lăţimea minimă a lamelelor şi de alte considerente constructive care nu se pot determina decât după executarea primelor desene. Lungimea activă a colectorului, adică lungimea lamelelor depinde de încălzirea produsă prin frecarea periilor şi prin trecerea curentului, deci de densitatea de curent la perii.

Suprafaţa necesară a colectorului este dată de ecuaţia:

$$S_K = I_n s_K \quad [\mathrm{cm}^2], \tag{65.44}$$

în care I_n este curentul nominal şi s_K, suprafaţa specifică, în cm²/A. Ţinând seama de ecuaţiile (44.1) şi (44.2), aceasta poate fi exprimată sub forma:

$$S_K = \frac{e + \dfrac{2 \cdot 9{,}81\, \mu\, P\, v_k}{J_p}}{\lambda_0 \left(1 + C_0 \sqrt{v_k}\right)} \quad [\mathrm{cm}^2/\mathrm{A}], \tag{66.45}$$

în care, afară de simbolurile întrebuinţate la § 44, s'a notat cu e căderea de tensiune la perii în V, cu $\lambda_0 = 0{,}005$ W/cm² °C, conductivitatea termică a colectorului în repaus, şi cu $C_0 = 0{,}68$ o constantă. Forma curbei $S_K = f(v_K)$ pentru câteva valori ale lui μ şi e se vede în fig. 133.

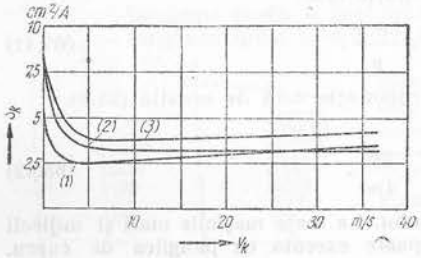


Fig. 133. Curbe $S_k = f(V_k)$ pentru $P = 0{,}2$ kg/cm², $J_p = 9$ A/cm² $\theta = 60$°C şi pentru diferiţi coeficienţi de frecare şi diferite căderi de tensiune la perie: (1) — $\mu = 0{,}25$, $e = 1{,}5$ V; (2) — $\mu = 0{,}25$, $e = 2{,}5$ V; (3) — $\mu = 0{,}15$, $e = 2{,}5$ V.

Pentru condiţii normale, în medie:

$$S_K \approx 2 \ \mathrm{cm}^2/\mathrm{A},$$

de unde rezultă lungimea activă:

$$L_K \approx \frac{4\, I_n}{\pi D_K}, \tag{66.46}$$

Dacă însă, nu încălzirea, ci densitatea de curent la perii formează criteriul de stabilire a dimensiunilor colectorului, de exemplu atunci când periile sunt foarte înguste (în sensul rotaţiei) sau pentru un număr de poli neobişnuit de mic, lungimea colectorului este dată de relaţia:

$$L_K = \frac{I_n}{p} \cdot \frac{B_p}{I_p}, \tag{65.47}$$

în care B_p este lăţimea benzii corespunzând unei perii (respectiv unui şir de perii) în cm;

I_p — curentul care străbate o perie (respectiv un şir de perii) în A.

Deoarece B_p/I_p are deobicei valori cuprinse între 0,08 şi 0,1 cm/A (după lăţimea b_p a periei în sensul rotaţiei), când I_n/p (curentul luat de un rând de perii) este mare, L_K devine atât de mare încât forţele centrifuge şi dilataţiile produse de încălzire nu mai pot fi bine controlate. Deaceea, este recomandabil ca, pentru $I_n/p > 1\,000$ A, să se prevadă doi colectori, fiecare cu lungimea $L_K/2$, eventual câte unul de fiecare parte a rotorului.

66. Exemplu de calcul.

α) *Datele de proiectare.* Se cere să se calculeze un generator de curent continuu, excitat în derivaţie, având următoarele caracteristice:

Puterea utilă	560 kW
Tensiunea la borne	525 V
Turaţia	375 rot/min.

β) *Stabilirea dimensiunilor principale.* Conform celor arătate la § 65, stabilind valoarea cuplului:

$$M \approx \frac{P_u}{n} = \frac{560}{375} = 1{,}49 \ \mathrm{tm},$$

curbele din fig. 126 dau în primă aproximaţie valorile:

raza rotorului	$r = 50$ cm
densitatea de curent liniară a indusului	$A = 425$ A/cm
inducţia în întrefier	$B_s \cong 10\,000$ gauşi
inducţia în dinţi	$B_d \cong 23\,000$ gauşi
adâncimea crestăturii	$h_d \cong 40$ mm
numărul polilor	$2p = 8$

iar din formula (65.13) rezultă, pentru lungimea rotorului:

$$l = \frac{60 \times r}{35 + r} = \frac{60 \times 50}{35 + 50} \cong 36 \ \mathrm{cm}.$$

Cu canale de ventilaţie radiale de 1 cm lăţime fiecare şi cu pachete de câte aproximativ 8 cm, ecuaţia (65.14) dă:

$$l_{\mathrm{Fe}} = \frac{8}{9}(36 + 1) = 32{,}67 \ \mathrm{cm}.$$

Dacă se iau trei canale, $l_{\mathrm{Fe}} = 36 - (3 \cdot 1) = 33$ cm, iar grosimea unui pachet este: $\dfrac{33}{3+1} = 8{,}25$ cm.

Luând pentru piesa polară lungimea axială $l_p = 37$ cm, din ecuaţia (6.2) rezultă lungimea ideală:

$$l' = \frac{l + l_{\mathrm{Fe}} \cdot 2\, l_p}{4} = \frac{36 + 33 + 2 \cdot 37}{4} \cong 36 \ \mathrm{cm}.$$

Pasul polar:

$$\tau_p = \frac{2\pi r}{2p} = \frac{2 \cdot 50 \cdot 3{,}14}{8} \cong 39{,}3 \ \mathrm{cm}.$$

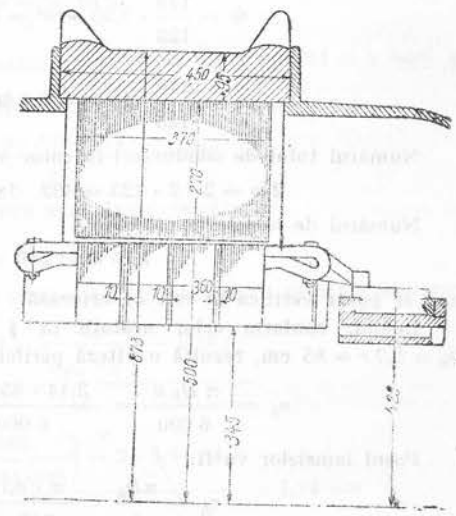


Fig. 134. Secţiune longitudinală prin maşină, cu datele principale.

Maşina executându-se cu poli de comutaţie, se ia pentru factorul de acoperire al polului $\alpha = 0{,}61$ (fig. 9 şi § 5), de unde rezultă arcul polar: $b_p = \alpha\, \tau_p = 0{,}61 \cdot 39{,}3 = 24$ cm, deci conform ecuaţiei (6.1) se obţine:

$$b'_\delta = \alpha\, \tau_p + 2\, \delta = 24 + 1{,}6 = 25{,}6 \ \mathrm{cm},$$

unde s'a considerat întrefierul $\delta = 0{,}8$ cm, stabilit după cum se arată mai departe.

Rezultă fluxul:

$$\Phi = B_\delta\, l'\, b'_\delta = 10\,000 \cdot 36 \cdot 25{,}6 = 9{,}23 \cdot 10^6 \text{ maxwelli.}$$

$$\text{Viteza periferică } v_a = \frac{2\,\pi\, rn}{60} = \frac{2 \cdot 50 \cdot 3.14 \cdot 375}{60 \cdot 100} = 19{,}65 \text{ m/s}$$

este cuprinsă în limitele pentru care sunt valabile curbele întrebuinţate.

γ) *Bobinajul rotorului.* Luând în prima aproximaţie căderile de tensiune în bobinajul rotorului, în bobinajul polilor de comutaţie şi la perii egale cu 4 % din tensiunea la borne, rezultă:

$$E \cong U + 0{,}04\, U \cong 525 + 20 = 545 \text{ V.}$$

Aplicând egalitatea (65.20)

$$\frac{w}{a} = \frac{E \cdot 60 \cdot 10^8}{n \cdot 2p \cdot \Phi} = \frac{545 \cdot 60 \cdot 10^8}{375 \cdot 8 \cdot 9{,}23 \cdot 10^6} = 119,$$

se alege pentru rotor un bobinaj ondulat, executat cu bare, serie-paralel, cu $a=2$, iar pentru motive de simetrie şi de închidere a bobinajului se ia $\frac{2w}{2a} = 123$ conductori pe cale de curent, din care cauză Φ şi B_δ se modifică:

$$\Phi = \frac{119}{123} \cdot 9{,}23 \cdot 10^6 = 8{,}95 \cdot 10^6 \text{ maxwelli,}$$

şi

$$B_\delta = \frac{119}{123} \cdot 10\,000 \cong 9\,680 \text{ gauşi.}$$

Numărul total de conductori în rotor va fi:

$$2\,w = 2 \cdot 2 \cdot 123 = 492, \text{ deci } w = 246 \text{ spire.}$$

Numărul de lamele la colector:

$$k = w = 246 < k_{max},$$

cum se poate verifica în cele ce urmează.

Luând, conform celor arătate în § 65, pentru diametrul colectorului $D_k = 1{,}7\, r = 85$ cm, rezultă o viteză periferică, admisibilă (65.21):

$$v_k = \frac{\pi\, D_k\, n}{6\,000} = \frac{3{,}14 \cdot 85 \cdot 375}{6\,000} = 16{,}7 \text{ m/s.}$$

Pasul lamelelor va fi:

$$\tau_k = \frac{\pi D_k}{k} = \frac{\pi \cdot 85}{246} = 1{,}08 \text{ cm,}$$

şi pentru o izolaţie de 1 mm între lamele, lăţimea lamelei va fi:

$$b_k = 1{,}08 - 0{,}1 = 0{,}98 \text{ cm.}$$

Rezultă deasemenea tensiunea între lamelele colectorului:

$$e = \frac{E \cdot 2p}{k} = \frac{545 \cdot 8}{246} = 17{,}7 \text{ V;}$$

se verifică inegalitatea (65.22):

$$a = 2 < \frac{p^2\, n\, \Phi\, 10^{-6}}{1\,500\, \varepsilon} = \frac{16 \cdot 375 \cdot 8{,}95}{1\,500 \cdot 17{,}7} = 2{,}025.$$

Prevăzând trei bare alăturate în crestătură ($u=3$), rezultă numărul de crestături al rotorului:

$$Z = \frac{k}{u} = \frac{246}{3} = 82 \text{ crestături,}$$

deci, în fiecare crestătură vor fi 6 bare, câte trei alăturate şi aşezate în două straturi (v. fig. 124 sau 130).

Pasul înfăşurării, măsurat în lamele de colector, va fi:

$$y = \frac{k - a}{p} = \frac{246 - 2}{4} = 61.$$

Deoarece $y = y_1 + y_2$ (pentru înfăşurare ondulată) şi deoarece, pentru a obţine o înfăşurare în trepte, y_1 nu trebue să fie divizibil prin u, se poate lua: $y_1 = 31$ şi $y_2 = 30$.

Pasul măsurat în crestături, va fi:

$$\frac{y_1}{u} = \frac{31}{3} = 10\,{}^1/_3$$

adică din crestătura 1, două bare scurte vor merge la crestătura 11 şi o bară mai lungă va merge la crestătura 12.

δ) *Crestătura rotorului.* Pasul dintelui este:

$$\tau_d = \frac{2\,\pi\, r}{Z} = \frac{2 \cdot 50 \cdot 3{,}14}{82} = 3{,}83 \text{ cm.}$$

Curba respectivă din fig. 126 dă pentru adâncimea crestăturii:

$$h_d = 42 \text{ mm.}$$

Aplicând ecuaţia (65.28) se obţine pentru lăţimea crestăturii valoarea provizorie:

$$b_c = \frac{2\,\pi r\left(1 - \frac{B_\delta}{k_{Fe}\, B_d}\right) - 2\pi h_d}{Z} =$$

$$= \frac{2 \cdot 50 \cdot 3{,}14\left(1 - \frac{9\,680}{0{,}9 \cdot 23\,000}\right) - 2 \cdot 3{,}14 \cdot 4{,}2}{82} = 1{,}72 \text{ cm.}$$

Curentul nominal:

$$I_n = \frac{P}{U} = \frac{560\,000}{525} = 1065 \text{ A}$$

Se poate presupune curentul de excitaţie (derivaţie):

$$i_e \cong 0{,}02\, I_n \cong 20 \text{ A.}$$

Aplicând formula $J = \dfrac{I_n + i_e}{2\,a\,s}$ pentru o densitate de curent $J \cong 4{,}6$ A/mm², rezultă o secţiune:

$$s = \frac{1065 + 20}{2 \cdot 2 \cdot 4{,}6} \approx 59 \text{ mm}^2.$$

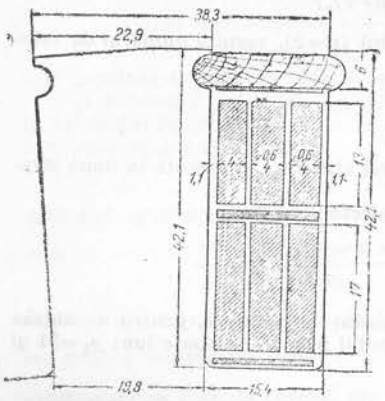


Fig. 135. Crestătura rotorului.

S'ar putea alege pentru fiecare crestătură 6 bare de:

$$s = 15 \times 4 = 60 \text{ mm}^2.$$

Din cauza curenţilor paraziţi se va adopta pentru cele trei bare la fundul crestăturii dimensiunea: $17 \cdot 4 = 68$ mm² şi pentru cele trei bare la faţa crestăturii: $13 \cdot 4 = 52$ mm².

Aceasta duce respectiv la densităţile de curent: $J' = 4$ A/mm², $J'' = 5{,}22$ A/mm² şi o densitate medie $J = 4{,}61$ A/mm².

Dimensiunile finale ale crestăturii vor fi (fig. 135):

Lăţimea			*Înălţimea*		
conductorii	$3 \cdot 4 =$	12	conductorii	$13 + 17 =$	30
preşpan între bare	$2 \cdot 0{,}6 =$	1,2	preşpan între bare	$2 \cdot 0{,}6 =$	1,2
teacă de micanită	$2 \cdot 0{,}7 =$	1,4	2 teci de micanită	$4 \cdot 0{,}7 =$	2,8
jghiab de preşpan	$2 \cdot 0{,}2 =$	0,4	preşpan între straturi	=	1
joc	=	0,4	jghiab de preşpan	=	0,2
	$b_c =$	15,4 mm	preşpan sub pană		0,4
			joc		0,5
			pană		6
				$h_d =$	42,1 mm

Notă. Dacă nu se dispune de material şi execuţie suficient de bune, este preferabil ca fiecare bară să fie izolată cu bandă albă impregnată; dimensiunile crestăturii devin, în acest caz:

$$b_c = 16{,}6 \text{ mm şi } h_d = 42{,}4 \text{ mm}.$$

Din cele stabilite mai sus se verifică densitatea de curent liniară a indusului, prevăzută:

$$A = \frac{2w\,(I_n + i_e)}{2a \cdot 2\pi r} = \frac{246 \cdot 1\,085}{2 \cdot 2 \cdot 3{,}14 \cdot 50} = 425 \text{ A/cm}.$$

Lungimea unei spire, după ecuaţia (42,3), este:

$$l_s = 10^{-2}\left(8\,\frac{r}{p} + 2\,l + 6\right) = 10^{-2}\left(8 \cdot \frac{50}{4} + 2 \cdot 36 + 6\right) = 1{,}78 \text{ m},$$

care se rotunjeşte la 1,80 m, lungimea totală a înfăşurării fiind:

$$L_s = 246 \cdot 1{,}80 = 445 \text{ m}.$$

Rezistenţa înfăşurării rotorului la 75 C° va fi:

$$\alpha R_a = [1 + 0{,}004\,(\theta - 15)]\,\frac{\rho \cdot L_s}{(2a)^2 \cdot s} =$$

$$= (1 + 0{,}004 \cdot 60)\,\frac{0{,}017 \cdot 445}{2 \cdot 16}\left(\frac{1}{52} + \frac{1}{68}\right) = 0{,}0098\ \Omega.$$

Greutatea înfăşurării rotorului (v. § 42) este:

$$G_a = L_s\, s\, \gamma_{Cu}\, 10^{-3} = 445 \cdot 60 \cdot 8{,}9 \cdot 10^{-3} = 238 \text{ kg}.$$

Intrefierul la mijlocul unui pol principal se determină prin aplicarea formulei (65.30):

$$\delta \cong \frac{0{,}6\,A\,\tau_p}{(1 + c)\,B_\delta} = \frac{0{,}6 \cdot 425 \cdot 39{,}3}{1{,}2 \cdot 9\,680} = 0{,}86 \approx 0{,}8 \text{ cm}.$$

ε) Circuitul magnetic al polilor principali. Raza interioară a corpului rotorului fiind, din motive constructive, $r_i = 34{,}5$ cm, inducţia în corpul rotorului este dată de formulele (4.1) şi (4.2):

$$S_{jr} = (r_e - h_d - r_i)\,k_{Fe}\,l_{Fe} = (50 - 4{,}21 - 34{,}5)\,0{,}94 \cdot 33 = 350 \text{ cm}^2.$$

$$B_{jr} = \frac{\Phi}{2S_{jr}} = \frac{8{,}95 \cdot 10^6}{2 \cdot 350} = 12\,800 \text{ gauşi}.$$

Câmpul corespunzător rezultă din curba de magnetizare (fig. 7):

$$H_{jr} = 10 \text{ A. sp/cm}.$$

Parcursul mediu în jugul rotorului fiind considerat, în mod acoperitor, egal cu pasul polar $l_{jr} = 39{,}3$ cm, f.m.m. necesară este:

$$\Theta_{jr} = H_{jr}\,l_{jr} = 10 \cdot 39{,}3 = 393 \text{ A. sp.}$$

Pentru dinţi, calculul este următorul:

Pasul dintelui la exterior $\tau_{de} = \dfrac{2\,\pi\,r_e}{Z} = \dfrac{2 \cdot 3{,}14 \cdot 50}{82} = 3{,}83$ cm.

Lăţimea dintelui la exterior: $b_{de} = \tau_{de} - b_c = 3{,}83 - 1{,}54 = 2{,}29$ cm.

Raza corespunzătoare fundului dinţilor: $r_i = r_e - h_d = 50 - 4{,}21 = 45{,}79$ cm

Pasul dintelui la fund: $\tau_{di} = \dfrac{2\,\pi\,r_i}{Z} = \dfrac{2 \cdot 3{,}14 \cdot 45{,}79}{82} = \dfrac{288}{82} = 3{,}52$ cm.

Lăţimea dintelui la fund: $b_{di} = \tau_{di} - b_c = 3{,}52 - 1{,}54 = 1{,}98$ cm.

Secţiunea dinţilor la fund:

$$S_{di} = \frac{Z b_{di}\, l_{Fe}\, k_{Fe}\, \alpha}{2p} = \frac{82 \cdot 1{,}98 \cdot 33 \cdot 0{,}94 \cdot 0{,}61}{8} = 384 \text{ cm}^2.$$

Inducţia maximă în dinţi este localizată la fundul lor; ea este:

$$B_{di} = \frac{\Phi}{S_{di}} = \frac{8{,}95 \cdot 10^6}{384} = 23\,300 \text{ gauşi.}$$

Pe de alta parte, raportul $\beta = \frac{b_{de}}{b_{di}} = \frac{2{,}29}{1{,}98} = 1{,}156.$

Cu ajutorul curbelor din fig. 13 se deduce câmpul H_d corespunzător lui $B_{di} = 23\,300$ gauşi şi lui $\beta = 1{,}156$:

$$H_d = 550 \text{ A.sp/cm.}$$

F.m.m. necesară pentru dinţi este:

$$\Theta_d = 2\, H_d\, h_d = 2 \cdot 550 \cdot 4{,}21 = 4631 \text{ A.sp.}$$

Inducţia în întrefier a fost calculată mai înainte:

$$B_\delta = 9\,680 \text{ gauşi.}$$

Intrefierul trebue corectat prin introducerea factorului:

$$k_\delta = \frac{\tau_{de}}{\tau_{de} - \frac{(b_c/\delta)^2}{5 + b_c/\delta}\,\delta} = \frac{3{,}83}{3{,}83 - \frac{(1{,}54/0{,}8)^2}{5 + \frac{1{,}54}{0{,}8}} \cdot 0{,}8} = 1{,}125;$$

$$\delta' = k_\delta\, \delta = 1{,}125 \cdot 0{,}8 = 0{,}9 \text{ cm.}$$

Forţa magnetomotoare necesară pentru întrefier (formula 6.8):

$$\Theta_\delta = 1{,}6\, k_\delta\, \delta B_\delta = 1{,}6 \delta' B_\delta = 1{,}6 \cdot 0{,}9 \cdot 9\,680 = 13\,900 \text{ A.sp.}$$

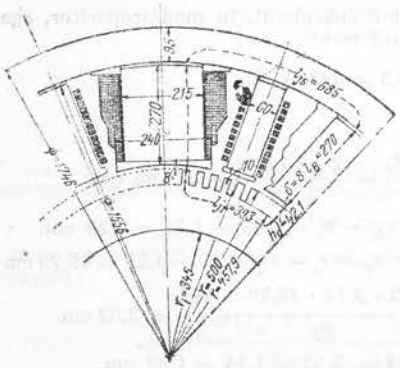


Fig. 136. Circuitul magnetic principal.

In polii principali, pentru a avea o inducţie $B_p = 15\,000$ gauşi, cu un coeficient de dispersiune $\sigma = 1{,}25$ şi un flux corespunzător:

$$\Phi_s = \sigma\Phi = 1{,}25 \cdot 8{,}95 \cdot 10^6 = 11{,}2 \cdot 10^6$$

maxwelli, secţiunea trebue să fie:

$$S_p = \frac{\Phi_s}{B_p} = \frac{11{,}2 \cdot 10^6}{15\,000} = 748 \text{ cm}^2.$$

Cum s'a stabilit că $l_p = 37$ cm, se poate adopta lăţimea $b_p = 21{,}5$ cm, rezultând o secţiune:

$$S_p = l_p\, b_p\, k_{Fe} = 37 \cdot 21{,}5 \cdot 0{,}95 = 756 \text{ cm}^2,$$

(socotind un factor de umplere $k_{Fe} = 0{,}95$).

Inducţia corespunzătoare este:

$$B_p = \frac{\Phi_s}{S_p} = \frac{11{,}2 \cdot 10^6}{756} = 14\,800 \text{ gauşi.}$$

Câmpul rezultat din curba de magnetizare este:

$$H_p = 24 \text{ A.sp/cm.}$$

Prin aplicarea formulelor (65.32) şi (65.33) rezultă pentru înălţimea bobinajului şi a polului principal o valoarea acoperitoare $h_B = 27$ cm. Diametrul exterior al maşinii va fi:

$$D_e = 2\left(r + \delta + h_B + h_{js}\right) = 2\,(50 + 0{,}8 + 27 + 9{,}5) = 174{,}6 \text{ cm.}$$

F.m.m. necesară magnetizării polilor este:

$$\Theta_p = 2\, H_p\, h_B = 2 \cdot 24 \cdot 27 = 1\,296 \text{ A.sp.}$$

Secţiunea jugului statorului se alege, din motive constructive:

$$S_{js} = 45 \cdot 9{,}5 = 427 \text{ cm}^2.$$

Inducţia respectivă este:

$$B_{js} = \frac{\Phi_s}{2\, S_{js}} = \frac{11{,}2 \cdot 10^6}{2 \cdot 427} = 13\,100 \text{ gauşi.}$$

Din curba de magnetizare (fig. 7) rezultă:

$$H_{js} = 14 \text{ A.sp/cm.}$$

Lungimea medie a liniei de forţă fiind 68,5 cm, f.m.m. corespunzătoare este:

$$\Theta_{js} = 14 \cdot 68{,}5 = 959 \text{ A.sp.}$$

Se repetă calculul pentru:

$$\Phi = \frac{2}{3}\,\Phi_n$$

şi

$$\Phi = \frac{3}{4}\,\Phi_n$$

şi se obţin valorile din tabela următoare:

Porţiunea de circuit	$\frac{2}{3}\Phi_n$		$\frac{3}{4}\Phi_n$		Φ_n	
	B gauşi	Θ A.sp	B gauşi	Θ A.sp	B gauşi	Θ A.sp
Corp rotor	8 533	197	9 600	216	12 800	393
Dinţi *)	14 400	211	16 200	439	23 300	4 631
Intrefier	6 453	9 267	7 280	10 425	9 680	13 900
Pol principal . . .	9 867	324	11 100	378	14 800	1 296
Jug stator	8 733	343	9 825	411	13 100	959
Total	—	10 342	—	11 869	—	21 179

*) $B_{di} = B_{max}$, pentru Φ_n; $B_d = B_{med}$, pentru $\frac{2}{3}\Phi_n$ şi $\frac{3}{4}\Phi_n$

Cu aceste valori se trasează curba de magnetizare a maşinii (caracteristica în gol) din fig. 137.

Pentru acoperirea căderii de tensiune produsă de reacţia transversală a indusului, cum şi a căderii de tensiune la suprasarcină, este necesar să se majoreze forţa magnetomotoare corespunzătoare fluxului normal Φ_n.

Sub rezerva verificării, se adoptă o majorare de 10%:

$$\Theta = 21\,179 + 2\,118 = 23\,297 = 23\,300 \text{ A.sp.}$$

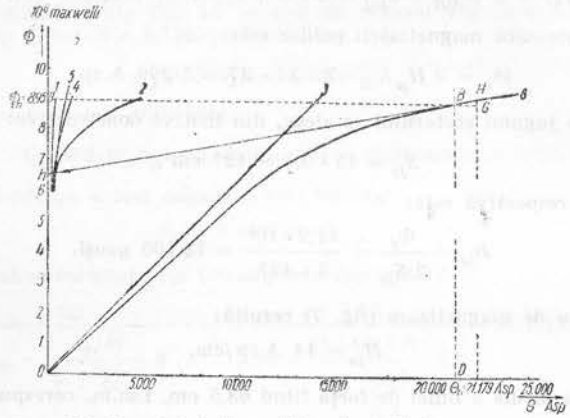


Fig. 137. Caracteristicele parţiale şi totală de magnetizate:
1 — corpul rotorului; *2* — dinţii rotorului; *3* — întrefierul; *4* — polii principali; *5* — jugul statorului; *6* — caracteristica totală.

ζ) *Circuitul magnetic al polilor de comutaţie.* Pentru consideraţii geometrice, se ia pentru lungimea polului de comutaţie aceeaşi dimensiune axială ca şi pentru polul principal, 37 cm = l_{pc}. Deasemenea se alege o lăţime b_{pc} = 6 cm. Rezultă:

$$S_{pc} = 37 \cdot 6 = 222 \text{ cm}^2.$$

Se adoptă pentru polul de comutaţie un întrefier:

$$\delta_c = 1 \text{ cm}.$$

Pentru a rămâne pe partea dreaptă a curbei de magnetizare şi deci pentru a păstra proporţionalitatea fluxului Φ_c cu I_a, curentul principal al maşinii, trebue ca inducţia în sâmburele polului de comutaţie să fie mică, sub 6000 gauşi. Luând valoarea:

$$B_{pc} = 5\,360 \text{ gauşi},$$

rezultă:

$$\sigma\Phi_c = k'_{Fe}\, B_{pc}\, S_{pc} = 0{,}95 \cdot 5\,360 \cdot 222 = 1{,}13 \cdot 10^6 \text{ maxwelli},$$

şi dacă σ = 3, rezultă fluxul polului de comutaţie în întrefierul respectiv:

$$\Phi_c = 0{,}376 \cdot 10^6 \text{ maxwelli}.$$

In întrefierul polului de comutaţie, inducţia va fi:

$$B_c = \frac{\Phi_c}{l_{pc}\, b_{pc}} = \frac{0{,}376 \cdot 10^6}{37 \cdot 6} = 1\,700 \text{ gauşi}.$$

Aplicând formulele (28.10) şi (28.7)

$$\zeta = 0{,}6 \cdot \frac{h_d}{b_c} + \frac{l_f}{l_{Fe}} + \frac{25 \cdot 10^4}{A\, l_{Fe}\, w_k\, v_a},$$

în care:

$$l_f = \frac{l_s}{2} - l_{Fe} = \frac{180}{2} - 33 = 57 \text{ cm};$$

rezultă:

$$\zeta = 0{,}6 \cdot \frac{4{,}21}{1{,}54} + \frac{57}{33} + \frac{25 \cdot 10^4}{425 \cdot 33 \cdot 1 \cdot 19{,}65} = 4{,}27$$

şi

$$B_c = \zeta A = 4{,}27 \cdot 425 = 1\,810 \text{ gauşi}.$$

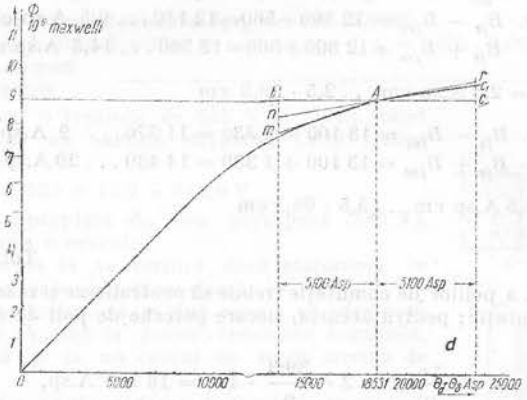


Fig. 138. Determinarea scăderii de flux datorite reacţiei transversale a indusului, prin metoda grafică.

Se verifică deci inducţia B_c aleasă, cu aproximaţia admisă, de 20%.

Inducţia medie în dinţii rotorului va fi:

$$B_{dc} = \frac{\Phi_c}{S'_d} = \frac{0{,}376 \cdot 10^6}{103{,}5} = 3\,640 \text{ gauşi},$$

unde secţiunea $S'_d = S_{dm} \dfrac{b_{pc}}{b_p} = 414 \cdot \dfrac{6}{24} = 103{,}5$ cm² s'a obţinut reducând secţiunea dinţilor din cicuitul magnetic principal în raportul arcelor polare, iar $S_{dm} = \dfrac{1}{2}(S_{di} + S_{de}) = \dfrac{1}{2} S_{di}(1 + \beta) = \dfrac{1}{2} \cdot 384 \cdot 2{,}156 = 414$ cm².

In jugul rotorului (ca şi în jugul statorului), fluxul polilor auxiliari se întâlneşte cu fluxul polilor principali; pe jumătate din parcurs, fluxurile au acelaşi sens, iar pe cealaltă jumătate, sens contrar.

$$B_{jrc} = \frac{\Phi_c}{2S_{jr}} = \frac{0{,}376 \cdot 10^6}{2 \cdot 336} \cong 560 \text{ gauşi.}$$

In jugul statorului:

$$B_{jsc} = \frac{\sigma \Phi_c}{2\, S_c} = \frac{3 \cdot 0{,}376 \cdot 10^6}{2 \cdot 427} = 1\,330 \text{ gauşi;}$$

$$k_c' = \frac{\tau_d}{\tau_d - \dfrac{(b_c/\delta_c)^2}{5 + b_c/\delta_c}\,\delta_c} = \frac{3{,}83}{3{,}83 - \dfrac{(1{,}54)^2}{5 + 1{,}54} \cdot 1} = 1{,}1.$$

Urmează calculul f.m.m.:

Intrefier	$B_c = 1\,700$ gauşi $1{,}6 \cdot 1{,}1 \cdot 1 \cdot 1\,700$	$= 3\,000$ A.sp
Miez po ar	$B_{pc} = 5\,360$ gauşi ... $1{,}35$ A.sp/cm $\cdot\ 2 \cdot 27$ cm	$= 73$ A.sp
Dinţii rot.	$B_{dc} = 3\,640$ gauşi ... $1{,}2$ A.sp/cm $\cdot\ 2 \cdot 4{,}21$ cm	$= 10$ A.sp
Corp. rotor.	$B_{jr} - B_{jrc} = 12\,800 - 560 = 12\,140$ ... $9{,}5$ A.sp/cm	
	$B_{jr} + B_{jrc} = 12\,800 + 560 = 13\,360$ ... $14{,}5$ A.sp/cm	
$\frac{14{,}5 - 9{,}5}{2} = 2{,}5$ A.sp/cm ... $2{,}5 \cdot 39{,}3$ cm		$= 99$ A.sp
Jug. stator.	$B_{js} - B_{jsc} = 13\,100 - 1\,330 = 11\,770$ ... 9 A.sp/cm	
	$B_{js} + B_{jsc} = 13\,100 + 1\,330 = 14\,430$ ... 20 A.sp/cm	
$\frac{20 - 9}{2} = 5{,}5$ A.sp/cm ... $5{,}5 \cdot 68{,}5$ cm		$= 376$ A.sp
	Total:	$3\,558$ A.sp

Dar f.m.m. a polilor de comutaţie trebue să neutralizeze şi reacţiunea indusului în zona de comutaţie; pentru aceasta, fiecare pereche de poli de comutaţie trebue să mai poarte:

$$2\,\frac{\tau_p}{2}\,A = 2 \cdot \frac{39{,}3}{2} \cdot 425 = 16\,700 \text{ A.sp,}$$

deci în total:

$$\Theta_c = 3\,558 + 16\,700 = 20\,258 \text{ A.sp.}$$

η) *Bobinajul polilor de comutaţie.* Aplicând ecuaţia (65.39, b)

$$w_c = \frac{\Theta_c}{2\, I_a} = \frac{20\,258}{2 \cdot 1\,085} = 9{,}33.$$

Se iau 10 spire pe fiecare pol de comutaţie.

Din ecuaţia (65.38, b), se deduce lungimea totală a conductorilor polilor auxiliari:

$$L_c = \frac{\Theta_c}{I_a}\, p l_c = \frac{20\,258}{1\,085} \cdot 4 \cdot 1{,}03 \approx 20 \cdot 4 \cdot 1{,}03 = 82{,}5 \text{ m,}$$

în care lungimea medie a unei spire este (fig. 139)

$$l_c = 2\,(37 + 4{,}5 + 6 + 4) = 103 \text{ cm.}$$

Secţiunea conductorului s_c este dată de ecuaţia (65.37, b) în care suprafaţa de răcire S, măsurată în fig. 139 este:

$$S = 2p \cdot 4\,770 = 38\,200 \text{ cm}^2,$$

(vezi fig. 58, *a*) şi coeficientul de evacuare a căldurii, dedus din ecuaţia (65.32), este:

$$K_t = 0{,}0014\,(1 + 0{,}05\, v_a) = 0{,}0014\,(1 + 0{,}05 \cdot 19{,}65) = 0{,}002775 \text{ W/cm}^2\,{}^\circ\text{C};$$

$$s_c = \frac{p \cdot \Theta_c\, l_c\,(1 + \alpha\Theta) \cdot I_a}{K_t\, \sigma S\, \theta} = \frac{4 \cdot 20\,258 \cdot 1{,}03 \cdot 1{,}2 \cdot 1\,085}{0{,}002775 \cdot 57 \cdot 38\,200 \cdot 50} = 360 \text{ mm}^2.$$

Această secţiune duce la o densitate de curent:

$$J_c = \frac{1085}{360} = 3 \text{ A/mm}^2.$$

Rezistenţa electrică totală a bobinajului polilor de comutaţie, la 75°C, este:

$$r_c = \frac{\rho_{75^\circ}\, L_c}{s_c} = \frac{0{,}0216 \cdot 82{,}5}{360} = 0{,}005\ \Omega.$$

θ) *Bobinajul polilor principali.* La începutul calculului s'a presupus o cădere de tensiune în maşină, de aproximativ 20 V. Această cifră poate fi acum verificată:

Căderea de tensiune în bobinajul rotorului $I_a\, r_a = 1\,085 \cdot 0{,}0098$	$= 10{,}5$ V
Căderea de tensiune în bobinajul polilor de comutaţie $= I_a\, r_c = 1\,085 \cdot 0{,}005$	$= 5{,}4$ V
Căderea de tensiune la perii	$= 2{,}0$ V
Căderea de tensiune totală	$= 17{,}9$ V

Pentru a avea o tensiune de 525 V la borne, când maşina funcţionează cu sarcină normală, f.e.m. trebue să fie:

$$E = 525 + 17{,}9 = 542{,}9 \text{ V,}$$

valoare destul de apropiată de cea presupusă (545 V), pentru a nu necesita o revenire.

Se impune acum să se verifice dacă majorarea cu 10% a f.m.m. principale este bine aleasă.

In primul rând trebue să se ţină seamă că, deobicei, se cere ca maşina să aibă la borne tensiunea nominală, la turaţia nominală şi la un curent de supra-sarcină de $1{,}25 \cdot I_n$.

Pentru această condiţie, căderea de tensiune în maşină va fi:

$$1{,}25\,(10{,}5 + 5{,}4) + 2 = 21{,}8 \text{ V,}$$

iar f.e.m. necesară:

$$525 + 21{,}8 \cong 547 \text{ V.}$$

In al doilea rând, pentru a ţine seamă de deformarea şi slăbirea câmpului din cauza reacţiunii indusului asupra polilor principali, se face construcţia grafică indicată în fig. 38 şi 39. Lăţimea ideală a piesei polare este $b_\delta' = 25{,}6$ cm, după cum s'a calculat la începutul proiectului, şi arcul polar $\alpha\tau_p = 24$ cm.

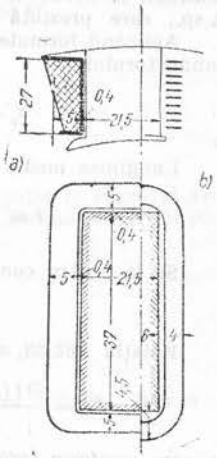


Fig. 139. Polii maşinii cu bobinajele:
a — pol principal;
b — pol de comutaţie.

F.m.m. a reacţei indusului va fi:

$$\alpha\tau_p\, A = 24 \cdot 425 = 10\,200 \text{ A.sp.}$$

Conform relaţiei (20.1) şi construcţiei grafice din fig. 138:

$$\frac{\Delta\Phi}{\Phi} = \frac{\overline{mn}}{4\,\overline{ab}} = \frac{0{,}55}{4 \cdot 8{,}95} = 0{,}0154.$$

Din fig. 137, pe cale grafică, rezultă pentru $\overline{Og} = 8{,}95 \cdot 10^6$, conform celor arătate în § 20:

$$\overline{gh} = 2{,}45 \cdot 10^6.$$

Aplicând mai departe metoda lui V. T. Casianov, ecuaţia (20.2) dă:

$$\Theta_q = \Theta \cdot \frac{\overline{Og}}{\overline{gh}} \cdot \frac{\Delta\Phi}{\Phi} = 21\,179 \cdot \frac{8{,}95 \cdot 10^6}{2{,}45 \cdot 10^6} \cdot 0{,}0154 = 1190 \text{ A.sp.}$$

Rezultă pentru f.m.m. a unei perechi de poli principali:

$$21\,179 + 1\,190 = 22\,369 \text{ A.sp.}$$

Dacă se măresc inducţiile în raportul $\frac{547}{545}$ pentru a ţine seama de mărirea f.e.m. arătată în acest paragraf, spre exemplu, inducţia în întrefier devine:

$$B'_\delta = \frac{547}{545} B_\delta = 9\,710 \text{ gauşi.}$$

Rezultă pentru f.m.m. valoarea 22 600 A.sp. care trebue să corespundă tensiunii la borne de 525 V. Cu aceasta se verifică valoarea adoptată de 23 300 A.sp., care prezintă o mică diferenţă acoperitoare faţă de valoarea calculată.

Aplicând formula (65.37 a) pentru $U_e = 0{,}7\,U = 367$ V se obţine secţiunea conductorului:

$$s_e = \frac{p\Theta l}{\sigma U_e} = \frac{4 \cdot 23\,300 \cdot 1{,}35}{57 \cdot 367} = 6{,}03 \text{ mm}^2.$$

Lungimea medie a spirei este (fig. 139):

$$l = 2\,(21{,}5 + 37) + 2\pi\left(0{,}40 + \frac{5}{2}\right) = 135 \text{ cm.}$$

Se ia pentru conductor secţiunea dreptunghiulară:

$$s_e = 3{,}2 \cdot 1{,}9 = 6{,}1 \text{ mm}^2.$$

Relaţia (65.38, a) dă lungimea totală a conductorului în cele $2p$ bobine:

$$L_e = \frac{\Theta\, l\,(1 + \alpha\theta)\, U_e}{K_t\, S\theta} = \frac{23\,300 \cdot 1{,}35 \cdot 1{,}2 \cdot 367}{0{,}00224 \cdot 19\,800 \cdot 50} = 6\,250 \text{ m,}$$

în care, conform formulei (65.31)

$$t = 0{,}00125\,(1 + 0{,}04\, v_a) = 0{,}00125\,(1 + 0{,}04 \cdot 19{,}65) = 0{,}00224 \text{ W/cm. grd.}$$

şi $S = 19\,800$ cm² (vezi fig. 59 şi fig. 139).

Formula (65.39 a) dă numărul de spire pe pol principal:

$$w_e = \frac{L_e}{2pl} = \frac{6\,250}{2 \cdot 4 \cdot 1{,}35} = 580 \text{ sp.}$$

Formula (65.40, a) dă curentul în bobinajul de excitaţie:

$$i_e = \frac{\Theta}{2w_e} = \frac{23\,300}{2 \cdot 580} = 20{,}1 \text{ A.}$$

Rezultă o densitate de curent:

$$J_e = \frac{20{,}1}{6{,}1} = 3{,}3 \text{ A/mm}^2$$

şi o rezistenţă ohmică a întregului circuit, la + 75°C.

$$r_e = \frac{\rho \cdot L_e}{s_e} = \frac{0{,}0219 \cdot 6\,250}{6{,}1} = 22{,}5\ \Omega.$$

Greutăţile de cupru vor fi, conform (65.29), pentru rotor:

$$G_a = w l_s\, s\, \gamma_{Cu} \cdot 10^{-3} = 445 \cdot \frac{52 + 68}{2} \cdot 8{,}9 \cdot 10^{-3} = 238 \text{ kg;}$$

pentru polii principali $G_e = 6\,250 \cdot 6{,}1 \cdot 8{,}9 \cdot 10^{-3} = 339$ kg
pentru polii auxiliari $G_c = 82{,}5 \cdot 360 \cdot 8{,}9 \cdot 10^{-3} = 265$ kg
Total cupru..... 842 kg.

i) Pierderile şi randamentul. Pierderile în cupru (formula 42.1) în bobinajul rotorului:

$$p_{Cu} = \alpha R_a I_a^2 = 0{,}0098\,(1\,065 + 20{,}1)^2 = 11\,500 \text{ W,}$$

căci, cum s'a stabilit mai înainte, pentru 75°:

$$\alpha R_a = 0{,}0098\ \Omega;$$

în bobinajul polilor principali (ecuaţia 42.15):

$$p_{ed} = \gamma_e i_e^2 = 22{,}5\,(20{,}1)^2 = 9\,100 \text{ W.}$$

Ţinând seamă şi de reostatul de câmp, care se află obligator în circuitul excitaţiei în derivaţie şi ale cărui pierderi trebue considerate ca făcând parte din pierderile maşinii:

$$p_{ed} = U i_e = 525 \cdot 20{,}1 = 10\,550 \text{ W;}$$

în bobinajul polilor auxiliari:

$$p_c = r_c I_a^2 = 0{,}005 \cdot 1\,085^2 = 5\,900 \text{ W.}$$

Pierderile suplimentare în cupru se evaluează conform STAS 1893-50 la 1 % din puterea utilă a generatorului:

$$p_s = 0{,}01\, P_u = 0{,}01 \cdot 560\,000 = 5\,600 \text{ W.}$$

Ca verificare, se vor calcula pierderile suplimentare în cupru datorite comutaţiei p_{sp} şi cele datorite saturaţiei dinţilor, p_{ss}.

Pierderile suplimentare datorite comutaţiei se calculează cu formula (42.8):

$$p_{sp} = p'_{Cu} \cdot \frac{3\,\xi^2}{2 + \gamma} = p_{Cu} \cdot \frac{2 l_{Fe}}{l_s} \cdot \frac{3\xi^2}{2 + \gamma} = 11\,500 \cdot \frac{2 \cdot 33}{180} \cdot \frac{3 \cdot 0{,}9^2}{2 + 2{,}17} = 2\,460 \text{ W,}$$

întrucât

$$\xi = h_s \sqrt{\frac{f}{50}\,\frac{b'_c}{b_c}\,\frac{\sigma}{50}\,10^{-4}} = 1{,}5\sqrt{\frac{25}{50}\cdot\frac{3\cdot 0{,}4}{1{,}54}\cdot\frac{46}{50}} =$$

$$= 1{,}5\sqrt{0{,}358} = 1{,}5\cdot 0{,}6 = 0{,}9 \text{ cm.}$$

şi

$$\gamma = \frac{31\,p}{\xi^2}\cdot\frac{\beta + u - 1}{k} = \frac{31\cdot 4}{0{,}9^2}\cdot\frac{1{,}42 + 3 - 1}{246} = 2{,}17,$$

unde s'a luat:

$$\beta = \frac{b_c}{\tau_k} = \frac{1{,}54}{1{,}08} = 1{,}42.$$

Pierderile suplimentare datorite saturaţiei dinţilor rezultă din formula (42.13) şi (42,14):

$$p'_{ss} = k\,\sigma h_s^2 f^2 \left(\frac{B_d}{1\,000} - 16\right)^2 \cdot 10^{-12} =$$

$$= 6\cdot 46\cdot 10^4\cdot 25^2\cdot 1{,}5^2\cdot\left(\frac{23\,300}{1\,000} - 16\right)^2\cdot 10^{-12} = 0{,}207 \text{ W/cm}^3;$$

$$p_{ss} = 2wl_{Fe}\,sp'_{ss} = 2\cdot 246\cdot 33\cdot 0{,}6\cdot 0{,}207 = 2\,010 \text{ W.}$$

Totalizând:

$$p_{sp} + p_{ss} = 2\,460 + 2\,010 = 4\,470 \text{ W} < 5\,600 \text{ W.}$$

Se constată că evaluarea corespunde şi cu aceste formule.

Pierderile electrice la perii se evaluează considerând o cădere de tensiune la perii de 2 V, conform relaţiei (42.18):

$$p_{ep} = 2I_a = 2\cdot 1\,085 = 2\,170 \text{ W.}$$

Pierderile în fierul rotorului se calculează cu ajutorul relaţiei (43.4):

$$p_{Fe} = (V_{jr}\,B_{jr}^2 + V_d\,B_{dm}^2)(100 + f)f\cdot 10^{-13}.$$

Se calculează în prealabil inducţia medie în dinţi:

$$B_{de} = B_{di}\frac{b_{di}}{b_{de}} = 23\,300\,\frac{1{,}98}{2{,}29} = 20\,300 \text{ gauşi;}$$

$$B_{dm} = \frac{B_{di} + B_{de}}{2} = \frac{23\,300 + 20\,300}{2} = 21\,800 \text{ gauşi,}$$

precum şi volumul corpului rotorului, cu relaţia (43.2):

$$V_{jr} = [(r_e - h_d)^2 - r_i^2]\,\pi k_{Fe}\,l_{Fe} = [(50 - 4{,}21)^2 - 3{,}14^2]\cdot 3{,}14\cdot 0{,}94\cdot 33 = 95\,000 \text{ cm}^3$$

şi volumul dinţilor cu ajutorul relaţiei (43.3):

$$V_d = Z\cdot\frac{b_{de} + b_{di}}{2}\,h_d\,k_{Fe}\,l_{Fe} = 82\cdot\frac{2{,}29 + 1{,}98}{2}\cdot 4{,}21\cdot 0{,}94\cdot 33 = 22\,200 \text{ cm}^3.$$

Rezultă:

$$p_{Fe} = (95\,000\cdot 12\,800^2 + 22\,200\cdot 21\,800^2)\cdot 125\cdot 25\cdot 10^{-13} = 8\,200 \text{ W.}$$

Pierderile prin frecări la perii rezultă din relaţia (44.3):

$$p_{pm} = 0{,}1\,I_a\,v_k = 0{,}1\cdot 1\,085\cdot 16{,}7 = 1\,812 \text{ W.}$$

Pierderile prin frecări în lagăre şi prin ventilaţie se stabilesc cu ajutoru

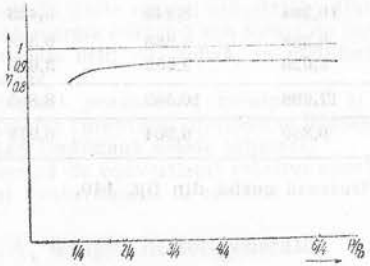


Fig. 140. Curba randamentului.

curbei din fig. 63. Pentru o viteză periferică de 19,65 m/s, rezultă o valoare relativă a acestor pierderi de 0,4% din puterea utilă, adică:

$$p_v = 0{,}004\cdot 560\,000 = 2\,240 \text{ W.}$$

Pentru stabilirea randamentului, se însumează aceste pierderi în următoarea tabelă:

Pierderi constante		$\%\Sigma_p$	$\%P_u$
1) Pierderi în fier	$p_{Fe} = 8\,200$ W	17,1	1,464
2) Pierderi prin ventilaţie şi frecări în lagăre	$p_v = 2\,240$ W	4,7	0,400
3) Pierderi prin frecări la perii	$p_{pm} = 1\,812$ W	3,8	0,323
4) Pierderi în excitaţie (poli principali)	$p_{ed} = 10\,550$ W	22,1	1,884
Total pierderi constante	22 802 W	47,7	$p_1 = 4{,}071$
Pierderi proporţionale cu sarcina			
5) Pierderi electrice la perii	$p_{pe} = 2\,170$ W	4,4	0,388
Total pierderi proporţionale cu sarcina	2 170 W	4,4	$p_2 = 0{,}388$
Pierderi proporţionale cu pătratul sarcinii			
6) Pierderi în bobinajul rotorului	$p_{Cu} = 11\,500$ W	24	2,052
7) Pierderi suplimentare în cupru	$p_s = 5\,600$ W	11,6	1,000
8) Pierderi în bobinajul polilor auxiliari	$p_c = 5\,900$ W	12,3	1,053
Total pierderi proporţionale cu pătratul sarcinii	23 000 W	47,9	$p_3 = 4{,}105$
Pierderi totale	$\Sigma_p = 47972$ W	100,0	8,564

Randamentul la sarcina nominală:

$$\eta = \frac{100}{108{,}57} = \frac{560\,000}{560\,000 + 47972} = \frac{560\,000}{607\,982} = 0{,}921.$$

Pentru alte sarcini, se calculează randamentul cu ajutorul formulei (46.4), după cum urmează:

La sarcina $x =$	$\frac{1}{4}$	$\frac{2}{4}$	$\frac{3}{4}$	$\frac{5}{4}$
$\frac{p_1}{x} =$	16,284	8,142	5,428	2,714
$p_2 =$	0,388	0,388	0,388	0,388
$p_3 x =$	1,026	2,052	3,079	6,158
Total	17,698	10,582	8,895	9,260
$\eta_x =$	0,850	0,904	0,918	0,915

Cu aceste date se trasează curba din fig. 140.

VI. CONVERTIZORI ROTATIVI

1. **Observaţie introductivă.** Multe ramuri industriale, dintre care unele deosebit de importante, au nevoie de energie electrică sub formă de curent continuu: pentru producerea anumitor materiale prin electroliză, în metalurgie, foarte des pentru transportul urban şi feroviar, etc.

Deoarece în mod obişnuit producerea, transportul şi distribuţia se fac în curent trifazat, pentru obţinerea curentului continuu se folosesc redresori sau convertizori rotativi, sau simultan amândouă aceste mijloace.

Capitolul de faţă se ocupă de convertizori rotativi cuprinzând: grupul motor-generator, comutatricea şi convertizorul în cascadă.

A. Grupul motor-generator

2. **Generalităţi şi domenii de utilizare.** *Convertizorul de tip motor-generator* se compune din două maşini, deobicei direct cuplate, dintre care una funcţionează ca motor, iar cealaltă ca generator producând energie sub forma necesară.

Ambele maşini sunt independente din punct de vedere electric iar puterea fiecăreia, neglijând pierderile, este egală cu puterea care se cere. Deci pentru o o anumită folosinţă sunt necesare două unităţi de aceeaşi putere.

Un asemenea agregat ocupă loc mult, este greu şi scump, randamentul total este relativ scăzut; are însă şi avantaje printre care şi acela că se poate lesne varia tensiunea părţii generatoare.

Convertizorul motor-generator este folosit pentru:

— convertirea curentului alternativ în curent continuu sau invers;

— convertirea curentului trifazat în monofazat sau în curent trifazat de altă frecvenţă;

— convertirea curentului continuu tot în curent continuu dar de altă tensiune.

3. **Agregatele motor trifazat-generator de curent continuu** folosesc în general pentru acţionare motorul sincron sau motorul asincron.

Utilizarea motorului sincron pentru acţionarea unui generator de curent continuu prezintă avantajul funcţionării la un factor de putere egal cu 1 şi chiar cu posibilitatea, prin supraexcitare, a ameliorării factorului de putere al reţelei.

Agregatul are viteză constantă la orice sarcină. Tensiunea de curent continuu poate fi reglată pe o scară mare.

Pornirea unui asemenea agregat se face deobicei în asincron — (v. Cap. IV § 56).

In timpul acestei porniri, trebue ca bobinajul de excitaţie să fie inchis pe o rezistenţă de circa zece ori mai mare decât a inductorului deoarece altfel ar putea apare la inele tensiuni prea mari.

După ce motorul a atins viteza normală de mers în asincron, această rezistenţă este scurtcircuitată iar motorul este excitat ceeace are ca urmare, astfel cum s'a arătat la capitolul maşini sincrone, intarea în sincronism. Reostatul de câmp poate fi folosit ca rezistenţă de protecţie.

In cazul unei asemenea porniri, prin conectarea directă a motorului la reţea, curentul de pornire poate ajunge la circa cinci ori curentul nominal.

Acest curent se micşorează dacă se foloseşte un transformator de pornire care obişnuit are două, maximum trei prize cărora le corespund tensiuni, după caz, de 30 — 70% din tensiunea nominală.

Se aplică motorului sincron una din aceste tensiuni parţiale până ce atinge viteza de sincronism. După aceea, prin manevrarea unui comutator potrivit, se trece la tensiunea de exploatare. Dacă se foloseşte priza cu 40% tensiune, curentul de pornire este 0,8 — 1,2 ori curentul nominal.

Pornirea se poate face adeseori şi cu comutator stea-triunghi în care caz curentul de pornire este 1,7 — 2,3 ori cel nominal.

In sfârşit, pornirea se poate face şi cu motor de lansare, acest rol putând fi câteodată îndeplinit şi de generatorul de curent continuu dacă există la dispoziţie o sursă suficientă de curent continuu.

In acest caz generatorul trebue să fie echipat cu un reostat de pornire pentru 20% din sarcina nominală.

Motorul de lansare poate deasemenea fi şi un motor trifazat asincron cu un număr de poli mai mic decât al motorului sincron şi care antrenează grupul principal motor-generator.

La pornirea cu motor de lansare este necesar un dispozitiv de sincronizare pentru a putea cupla motorul trifazat la reţeaua de alimentare.

In cazul când agregatul convertizor este constituit cu motor asincron, pornirea se poate face după caz, cu comutator stea-triunghi, cu transformator de pornire sau cu reostat rotoric.

Este bine ca generatorul de curent continuu al agregatului să fie prevăzut cu un bobinaj compound pentru compensarea căderii de tensiune în sarcină, din cauza creşterii alunecării.

4. **Agregate motor trifazat-generator monofazat sau generator trifazat de altă frecvenţă.** Primul tip serveşte deobicei pentru alimentarea în curent monofazat a liniilor de tracţiune electrică, din staţiile alimentate în trifazat.

Ambele tipuri sunt deobicei şi *convertizori de frecvenţă*, deoarece la tracţiunea monofazată se foloseşte adesea o frecvenţă sub 50 Hz.

Dacă frecvenţa debitată trebue să fie fixă, sau când se cere ameliorarea factorului de putere în reţeaua de alimentare a agregatului, acesta este compus cu motor sincron, deci agregatul este constituit din două maşini sincrone.

Dacă nu se cere o precizie a frecvenţei, se întrebuinţează pentru antrenare un motor asincron, deci agregatul este compus dintr'o maşină asincronă şi alta sincronă*).

Cuplarea între maşini se poate face direct sau prin angrenaj de roţi dinţate, după raportul frecvenţelor.

Uneori este necesar curent de frecvenţă variabilă; în aceste cazuri se pot folosi convertizori de frecvenţă compuşi dintr'un motor cu viteză reglabilă acţionând o maşină asincronă.

Statorul acesteia este alimentat dela reţea cu frecvenţă normală iar rotorul, acţionat de motorul cu viteză variabilă în acelaşi sens sau în sens contrar sensului de rotaţie al câmpului învârtitor al statorului, produce la inelele colectoare o frecvenţă între 0 şi $2f_1$ — pentru viteze între $+ n_s$ şi $- n_s$ (n fiind viteza câmpului învârtitor statoric).

Dacă nu este necesară o frecvenţă reglabilă, anumite frecvenţe pot fi obţinute prin antrenarea cu un motor asincron fără variaţii de viteză.

*) Un astfel de agregat a fost construit în ţară pentru a transforma energia electrică dela 20,8 Hz în energie la 50 Hz. Autorul, inginerul Iuliu Paics, unul dintre primii constructori de maşini electrice din ţară, a fost distins cu premiul de Stat pe 1950.

Asemenea convertizori de frecvenţă se întrebuinţează pentru anumite maşini unelte, care trebue să funcţioneze la viteze mult mai mari ca 3 000 rot/min şi deci necesită o frecvenţă mai mare ca 50 Hz, de exemplu: maşini pentru prelucrat lemnul, maşini în industria textilă, centrifuge, etc.

In industria lemnului se foloseşte uneori un convertizor de frecvenţă pentru 250 Hz, constând din două maşini asincrone în carcasă comună. Prima maşină este un motor asincron cu rotorul în scurtcircuit alimentat din reţeaua de 50 Hz. Cealaltă maşină este un motor asincron cu rotorul cu inele servind ca generator. Alimentarea statorului acesteia se face tot cu tensiunea reţelei de 50 Hz, însă două faze sunt inversate faţă de prima maşină. Frecvenţa convertită se culege dela inelele colectoare ale generatorului şi are valoarea:

$$f_2 = f_1 + \frac{pn}{60}$$

în care f_1 este frecvenţa reţelei care alimentează ambele maşini;

f_2 — frecvenţa generatorului;

p — numărul de perechi de poli ai generatorului;

n — turaţia comună a agregatului.

Dacă se bobinează motorul cu 2 poli şi generatorul cu 8 poli se obţine frecvenţa de 250 Hz.

Pentru frecvenţe mai mari acest montaj nu se poate aplica din motive constructive şi se trece la folosirea agregatului cu generator sincron echipat cu numărul corespunzător de poli.

Pentru alimentări speciale de putere mică care necesită 120 — 400 Hz, în curent monofazat sau trifazat, la instrumente şi motoare giroscopice, se construesc agregate mici până la 1 kVA, cu câmp învârtitor produs de magneţi permanenţi.

5. **Agregate motor de curent continuu — generator de curent continuu.** Aceste agregate sunt folosite ori de câte ori este necesar a micşora, mări sau face reglabilă tensiunea unei surse de curent continuu. Se poate ca întreaga putere a sursei sau numai o parte a ei să fie supusă acestei convertiri, în agregate de mărime corespunzătoare.

La agregatele pentru încărcarea bateriilor de acumulatori generatorul este construit pentru tensiunea cea mai mare de încărcare.

Pentru a transforma o tensiune de curent continuu tot în tensiune de curent continuu dar de altă valoare relativ apropiată, se pot folosi agregate compuse din două maşini în serie dintre care una este pentru tensiunea mai mică iar cealaltă pentru diferenţa de tensiuni.

O întrebuinţare specială au asemenea agregate pentru a împărţi tensiunea unei distribuţii de curent continuu pe 3 fire şi a egaliza sarcinile celor două punţi create.

Ambele maşini sunt legate în serie, conectate pe tensiunea conductorilor extremi şi dimensionate fiecare pentru jumătate din intensitatea conductorului mijlociu.

La o repartiţie neuniformă a sarcinilor pe cele două punţi, maşina conectată pe puntea mai încărcată lucrează ca generator şi compensează astfel diferenţa de tensiune, pe când cealaltă maşină lucrează ca motor. Excitaţiile sunt încrucişate, adică fiecare maşină este excitată de cealaltă punte.

De multe ori maşinile acestor agregate au excitaţie compound, în care caz bobinajele serie sunt montate şi ele încrucişat ca şi cele în derivaţie.

Pornirea agregatului se poate face automat.

Acest curent se micşorează dacă se foloseşte un transformator de pornire care obişnuit are două, maximum trei prize cărora le corespund tensiuni, după caz, de 30 — 70 % din tensiunea nominală.

Se aplică motorului sincron una din aceste tensiuni parţiale până ce atinge viteza de sincronism. După aceea, prin manevrarea unui comutator potrivit, se trece la tensiunea de exploatare. Dacă se foloseşte priza cu 40 % tensiune, curentul de pornire este 0,8 — 1,2 ori curentul nominal.

Pornirea se poate face adeseori şi cu comutator stea-triunghi în care caz curentul de pornire este 1,7 — 2,3 ori cel nominal.

In sfârşit, pornirea se poate face şi cu motor de lansare, acest rol putând fi câteodată îndeplinit şi de generatorul de curent continuu dacă există la dispoziţie o sursă suficientă de curent continuu.

In acest caz generatorul trebue să fie echipat cu un reostat de pornire pentru 20 % din sarcina nominală.

Motorul de lansare poate deasemenea fi şi un motor trifazat asincron cu un număr de poli mai mic decât al motorului sincron şi care antrenează grupul principal motor-generator.

La pornirea cu motor de lansare este necesar un dispozitiv de sincronizare pentru a putea cupla motorul trifazat la reţeaua de alimentare.

In cazul când agregatul convertizor este constituit cu motor asincron, pornirea se poate face după caz, cu comutator stea-triunghi, cu transformator de pornire sau cu reostat rotoric.

Este bine ca generatorul de curent continuu al agregatului să fie prevăzut cu un bobinaj compound pentru compensarea căderii de tensiune în sarcină, din cauza creşterii alunecării.

4. **Agregate motor trifazat-generator monofazat sau generator trifazat de altă frecvenţă.** Primul tip serveşte deobicei pentru alimentarea în curent monofazat a liniilor de tracţiune electrică, din staţiile alimentate în trifazat.

Ambele tipuri sunt deobicei şi *convertizori de frecvenţă*, deoarece la tracţiunea monofazată se foloseşte adesea o frecvenţă sub 50 Hz.

Dacă frecvenţa debitată trebue să fie fixă, sau când se cere ameliorarea factorului de putere în reţeaua de alimentare a agregatului, acesta este compus cu motor sincron, deci agregatul este constituit din două maşini sincrone.

Dacă nu se cere o precizie a frecvenţei, se întrebuinţează pentru antrenare un motor asincron, deci agregatul este compus dintr'o maşină asincronă şi alta sincronă*).

Cuplarea între maşini se poate face direct sau prin angrenaj de roţi dinţate, după raportul frecvenţelor.

Uneori este necesar curent de frecvenţă variabilă; în aceste cazuri se pot folosi convertizori de frecvenţă compuşi dintr'un motor cu viteză reglabilă acţionând o maşină asincronă.

Statorul acesteia este alimentat dela reţea cu frecvenţă normală iar rotorul, acţionat de motorul cu viteză variabilă în acelaşi sens sau în sens contrar sensului de rotaţie al câmpului învârtitor al statorului, produce la inelele colectoare o frecvenţă între 0 şi $2f_1$ — pentru viteze între $+ n_s$ şi $- n_s$ (n fiind viteza câmpului învârtitor statoric).

Dacă nu este necesară o frecvenţă reglabilă, anumite frecvenţe pot fi obţinute prin antrenarea cu un motor asincron fără variaţii de viteză.

*) Un astfel de agregat a fost construit în ţară pentru a transforma energia electrică dela 20,8 Hz în energie la 50 Hz. Autorul, inginerul Iuliu Paics, unul dintre primii constructori de maşini electrice din ţară, a fost distins cu premiul de Stat pe 1950.

Asemenea convertizori de frecvenţă se întrebuinţează pentru anumite maşini unelte, care trebue să funcţioneze la viteze mult mai mari ca 3 000 rot/min şi deci necesită o frecvenţă mai mare ca 50 Hz, de exemplu: maşini pentru prelucrat lemnul, maşini în industria textilă, centrifuge, etc.

In industria lemnului se foloseşte uneori un convertizor de frecvenţă pentru 250 Hz, constând din două maşini asincrone în carcasă comună. Prima maşină este un motor asincron cu rotorul în scurtcircuit alimentat din reţeaua de 50 Hz. Cealaltă maşină este un motor asincron cu rotorul cu inele servind ca generator. Alimentarea statorului acesteia se face tot cu tensiunea reţelei de 50 Hz, însă două faze sunt inversate faţă de prima maşină. Frecvenţa convertită se culege dela inelele colectoare ale generatorului şi are valoarea:

$$f_2 = f_1 + \frac{pn}{60}$$

în care f_1 este frecvenţa reţelei care alimentează ambele maşini;

f_2 — frecvenţa generatorului;

p — numărul de perechi de poli ai generatorului;

n — turaţia comună a agregatului.

Dacă se bobinează motorul cu 2 poli şi generatorul cu 8 poli se obţine frecvenţa de 250 Hz.

Pentru frecvenţe mai mari acest montaj nu se poate aplica din motive constructive şi se trece la folosirea agregatului cu generator sincron echipat cu numărul corespunzător de poli.

Pentru alimentări speciale de putere mică care necesită 120 — 400 Hz, în curent monofazat sau trifazat, la instrumente şi motoare giroscopice, se construesc agregate mici până la 1 kVA, cu câmp învârtitor produs de magneţi permanenţi.

5. **Agregate motor de curent continuu — generator de curent continuu.** Aceste agregate sunt folosite ori de câte ori este necesar a micşora, mări sau face reglabilă tensiunea unei surse de curent continuu. Se poate ca întreaga putere a sursei sau numai o parte a ei să fie supusă acestei convertiri, în agregate de mărime corespunzătoare.

La agregatele pentru încărcarea bateriilor de acumulatori generatorul este construit pentru tensiunea cea mai mare de încărcare.

Pentru a transforma o tensiune de curent continuu tot în tensiune de curent continuu dar de altă valoare relativ apropiată, se pot folosi agregate compuse din două maşini în serie dintre care una este pentru tensiunea mai mică iar cealaltă pentru diferenţa de tensiuni.

O întrebuinţare specială au asemenea agregate pentru a împărţi tensiunea unei distribuţii de curent continuu pe 3 fire şi a egaliza sarcinile celor două punţi create.

Ambele maşini sunt legate în serie, conectate pe tensiunea conductorilor extremi şi dimensionate fiecare pentru jumătate din intensitatea conductorului mijlociu.

La o repartiţie neuniformă a sarcinilor pe cele două punţi, maşina conectată pe puntea mai încărcată lucrează ca generator şi compensează astfel diferenţa de tensiune, pe când cealaltă maşină lucrează ca motor. Excitaţiile sunt încrucişate, adică fiecare maşină este excitată de cealaltă punte.

De multe ori maşinile acestor agregate au excitaţie compound, în care caz bobinajele serie sunt montate şi ele încrucişat ca şi cele în derivaţie.

Pornirea agregatului se poate face automat.

6. **Agregate de reglaj** se folosesc mai ales pentru reglajul pe scară mare al vitezei motoarelor de curent continuu. In asemenea montaj, reprezentat în fig. 1 (Ward-Leonard), motorul M este alimentat de un generator G a cărui tensiune poate fi variată, ceeace are de urmare variaţia vitezei motorului.

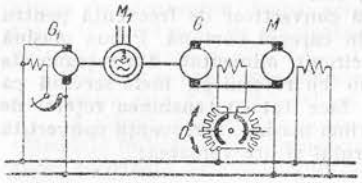


Fig. 1. Schema agregatului de reglaj motor-regenerator.

Ambele maşini au excitaţie separată luată dela o sursă de curent continuu cu tensiune constantă şi care deobicei este un mic generator G_1 cuplat pe acelaşi ax cu generatorul principal. Excitaţia motorului nu are reostat deoarece nu este nevoie a fi variată. Generatorul principal este deobicei antrenat de un motor asincron M_1.

Convertizorul cu volant se foloseşte în reţelele în care sunt consumatori cu sarcină mare şi repede variabilă, aşa cum sunt laminoarele, regim defavorabil altor consumatori. Un astfel de agregat motor-generator are pe ax un volant. Agregatul are o acţiune compensatoare şi anume la solicitare mare a generatorului forţa vie a volantului contribue, cedând energie, iar la solicitare redusă absoarbe energie egalizând astfel puterea motorului.

Se foloseşte îndeosebi pentru instalaţiile de laminoare, tracţiune şi la maşini de extracţie pentru puteri mai mari, dar se întâlneşte şi la alte aplicaţii, de exemplu pentru alimentarea maşinilor mari, de sudat prin puncte sau cap la cap, caracterizate prin lovituri de curent puternice şi succesive. Agregatul se compune în acest caz în mod obişnuit din motor trifazat şi generator monofazat.

Este de observat că în acest caz o conectare directă la reţea nici nu ar fi indicată din cauză că sarcina fiind monofazată este nesimetrică şi deosebit de aceasta are factor de putere scăzut. Convertizorul cu volant produce în acest caz, nu numai o egalizare a sarcinei cerute dela reţea dar şi o repartizare uniformă pe cele trei faze ale reţelei.

Pentru a fi posibilă acţiunea egalizatoare a volantului, trebue ca agregatul să poată să-şi varieze viteza. Dacă motorul care antrenează agregatul este de curent continuu trebue să aibă un bobinaj compound astfel ca la mărirea sarcinei să se producă o scădere mai importantă de turaţie, iar la scăderea sarcinei să se producă o creştere de turaţie. In cazul alimentării în curent alternativ nu se poate folosi un motor sincron din cauza turaţiei invariabile, deci rămâne a se folosi numai motorul asincron.

Dar şi în acest caz este necesar ca alunecarea să fie mărită în care scop trebue folosit un reostat în circuitul rotorului.

In anumite cazuri speciale, când este necesar a se varia tensiunea U_2 a unei reţele sau a unui receptor, se poate adopta montajul survoltor-devoltor, adică generatorul agregatului G este în serie cu tensiunea reţelei, ca în fig. 2. Excitaţia generatorului este separată. Prin reglaj corespunzător tensiunea acestuia U_1 se poate suprapune sau scădea din aceea a reţelei U; se poate combina montajul astfel ca tensiunea să poată fi variată între 0 şi dublul tensiunei reţelei.

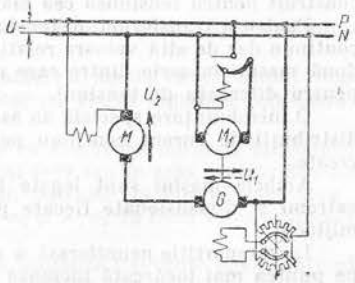


Fig. 2. Agregat survoltor-devoltor.

B. Comutatricea

7. **Generalităţi.** Aspectul general este acela al maşinii de curent continuu deosebindu-se în special prin existenţa inelelor pe partea opusă colectorului.

Acestea sunt legate la anumite puncte ale bobinajului indusului, care este totodată bobinaj de curent alternativ şi de curent continuu.

In rest, construcţia comutatricei este la fel cu a maşinii de curent continuu. Prezenţa inelelor colectoare face ca maşina să capete şi caracteristicele maşinii sincrone. Din acest motiv principiile care stau la baza proiectării comutatricei sunt cele valabile pentru maşina de curent continuu şi maşina sincronă, cu unele abateri şi complectări ce vor fi menţionate mai departe.

In ce priveşte comportarea în exploatare, comutatricea, ca şi maşina sincronă, are o turaţie sincronă, dependentă de frecvenţa şi de numărul polilor; la suprasarcini pendulează şi în sfârşit poate ieşi din sincronism.

8. **Domenii de utilizare.** Comutatricea este reversibilă; alimentată pe partea de curent alternativ, produce curent continuu şi invers. Este folosită deobicei pentru a alimenta reţele de curent continuu la tensiune constantă.

Comutatricea nu este indicată în cazurile când în reţea sunt variaţii mari de sarcină, sau sunt variaţii mari şi bruşte de tensiune sau se cere funcţionarea în paralel cu alţi generatori de curent continuu.

Faţă de grupul motor-generator acest convertizor prezintă o serie de avantaje: randament mai mare, atingând 93 — 94 %, cost mai redus, greutate mai mică cu 30 — 40 %, necesită spaţiu mai redus cu 50 — 60 %, factorul de putere este normal 1 şi poate fi chiar folosită la ameliorarea factorului de putere al reţelei de alimentare.

In afară de desavantajul menţionat de a nu suporta variaţii bruşte de sarcină îl mai are şi pe acela al unei relaţii rigide între tensiunea curentului alternativ şi aceea a curentului continuu. Deaceea nu poate înlocui grupul motor-generator acolo unde se cere un reglaj în limite largi.

Mai trebue observat că în instalaţiile moderne soluţia cea mai avantajoasă pentru convertirea curentului alternativ în curent continuu este folosirea redresorului cu mercur.

9. **Sistemul magnetic.**

α) *Numărul de poli.* Alegerea numărului de perechi de poli nu este liberă ca la maşina de curent continuu ci impusă de relaţia de sincronism:

$$p = \frac{60\,f}{n} = \frac{3\,000}{n}$$

la frecvenţa normală de 50 Hz şi la turaţia n în rot/min.

Ţinând seama că pasul polar este:

$$\tau = \frac{2\pi \cdot r}{2p}$$

şi notând cu v_r şi v_k vitezele periferice ale rotorului şi colectorului în m/s rezultă

$$v_r = \frac{2\pi \cdot r_r \cdot n}{60}$$

$$v_k = \frac{2\pi \cdot r_k \cdot n}{60}$$

$$\tau = \frac{v_v}{100}\ \text{m} = v_r\ [\text{cm la 50 Hz}],$$

iar:

$$\tau_k = \frac{\pi \cdot D_k}{2_p} = \frac{v_k}{100} \text{ m} = v_k \text{ [cm la 50 Hz]}.$$

La maşina sincronă obişnuită (cu bobinajul indusului fix şi polii inductorului în rotaţie cu viteza sincronă) câmpul indusului se roteşte în spaţiu cu aceeaşi viteză şi în acelaşi sens cu polii. Deci câmpul indusului şi cel al inductorului sunt nemişcate unul faţă de celălalt.

La comutatrice, polii fiind ficşi, pentru ca să fie fix în spaţiu şi câmpul indusului, trebue ca rotorul să se învârtească cu viteza sincronă, în sens contrar rotaţiei câmpului indusului.

β) *Forma curbei câmpului magnetic.* In timp ce la maşina de curent continuu tensiunea indusă depinde numai de valoarea totală a fluxului Φ, la comutatrice, ca maşină sincronă, mai este necesar ca repartiţia inducţiei în cuprinsul aceluiaşi pas polar, să fie cât mai aproape de sinusoidă.

Această condiţie impune o anumită formă a piesei polare, ceeace conduce la un întrefier variabil.

10. **Bobinajul de amortizare.** Comutatricea ca maşină sincronă având excitaţie de curent continuu, formează un sistem oscilant, iar pentru înlăturarea pendulaţiilor, trebue prevăzută cu un bobinaj de amortizare. Acest bobinaj este format dintr'o colivie cu barele îngropate în piesele polare şi cât mai aproape de indus, lăsând o punte de 0,5 — 1 mm între bara coliviei şi muchea piesei polare.

Secţiunea totală a barelor de amortizare este deobicei 0,3 din secţiunea totală a conductorilor indusului. Pentru maşinile cu pornire în asincron se recomandă să se reducă acest raport, câteodată, până la valoarea de 0,1.

Când accentul se pune însă pe înlăturarea pendulaţiilor, ceeace este cazul la comutatrice, raportul secţiunilor creşte până la 0,6.

11. **Indusul.** Indusul comutatricei este identic cu acela al unei maşini de curent continuu. In ceeace priveşte bobinajul se impun condiţii suplimentare de simetrie în afara celor impuse bobinajelor de curent continuu, din cauza prezenţei inelelor colectoare.

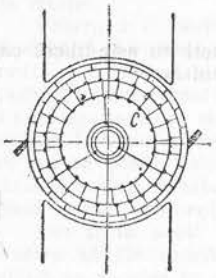


Fig. 3. Schema de principiu a unei comutatrice bipolare.

Fig. 3 reprezintă schema de principiu pentru cazul unei comutatrice trifazată bipolară având $p = a = 1$.

Punctele de legătură dintre bobinajul de curent continuu şi inelele colectoare C trebue să fie decalate la 120 grade electrice. Dacă sunt mai multe perechi de căi de curent paralele separate, fiecare dintre acestea trebue racordată la inelele colectoare.

La maşini multipolare, cu m inele, trebue ca fiecare două căi de curent, care se succed, să fie împărţite în m părţi egale prin punctele de racord la cele m inele.

La o maşină cu $2a$ căi de curent vor fi legate la fiecare inel a puncte ale bobinajului de curent continuu şi fiecare fază a bobinajului se compune din a căi în paralel.

La comutatrice, care, după cum s'a arătat, posedă pentru curent alternativ şi continuu un bobinaj comun, valorile tensiunii continue şi a celei alternative stau într'un raport fix, deci acestea nu pot fi alese în mod arbitrar. Din acest motiv se intercalează între reţeaua alternativă şi inelele colectoare un transformator al cărui raport de transformare depinde de valoarea tensiunilor celor două reţele.

Intrebuinţându-se un astfel de transformator, numărul inelelor colectoare nu este obligator egal cu numărul fazelor reţelei alternative de alimentare. Secundarul transformatorului poate fi astfel conectat, încât să se poată obţine 6 sau 12

faze. Prin întrebuinţarea unui număr mai mare de faze, se obţine un factor de bobinaj mai aproape de unitate. Fig. 4 şi fig. 5 arată conectarea secundarului transformatorului pentru comutatrice trifazată şi hexafazată.

Comutatricea având un singur bobinaj al indusului comun pentru curenţii funcţionării ca motor şi funcţionării ca generator şi întrucât aceştia sunt de sens contrar, la producerea pierderilor ohmice intervine numai diferenţa lor după cum se va arăta mai departe.

12. **Forţele electromotoare.** Forţa electromotoare de curent continuu este valoarea medie a forţei electromotoare indusă în porţiunea de bobinaj cuprinsă între 2 perii vecine şi de semn contrar. Valoarea acesteia este dată de formula:

$$E_c = \frac{Z}{a} \frac{pn}{60} \Phi_s \cdot 10^{-8} \text{ [V]} \quad (12.1)$$

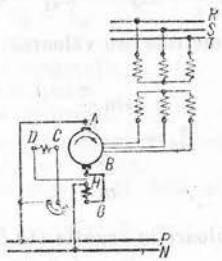


Fig. 4. Schema conexiunilor comutatricei trifazate: AB—bobinajul indusului; CD—bobinajul execitaţiei: GH—bobinajul polilor auxiliari.

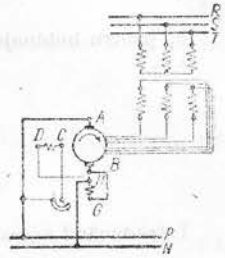


Fig. 5. Schema conexiunilor comutatricei hexafazate: AB—bobinajul indusului; CD — bobinajul excitaţiei; GH — bobinajul polilor auxiliari.

unde se notează cu p numărul de perechi de poli, cu Φ_s fluxul unei spire, celelalte notaţii fiind cunoscute. Inlocuind $\frac{pn}{60}$ prin f (frecvenţă), formula (12.1) devine

$$E_c = \frac{Z}{a} f \Phi_s 10^{-8} \quad (12.2)$$

Forţa electromotoare indusă în porţiunea de bobinaj cuprinsă între punctele vecine de racord la inelele colectoare este alternativă şi egală cu tensiunea dintre două inele colectoare, comutatricea mergând în gol.

Valoarea eficace a acestei forţe electromotoare este dată de relaţia:

$$E_a = \sqrt{2}\, \pi\, w_f \sqrt{\sum_\nu (\xi_\nu f_\nu \Phi_\nu)^2}\; 10^{-8} \quad (12.3)$$

unde w_f este numărul spirelor unei faze,

m — numărul inelelor colectoare,

ξ_ν — factorul de bobinaj corespunzător armonicei fluxului de ordinul ν.

Inlocuind pe w_f prin:

$$w_f = \frac{N}{2am},$$

unde N înseamnă numărul total al conductorilor bobinajului indusului şi neglijând armonicele superioare, formula (12.3) devine

$$E_a = \frac{\pi}{\sqrt{2}} \frac{N}{am} \xi_1 f \Phi_1 10^{-8}. \quad (12.4)$$

Prin împărţirea relaţiilor de mai sus se obţine raportul de transformare al tensiunilor:

$$u = \frac{E_c}{E_a} = \frac{\sqrt{2} \cdot m}{\pi \xi_1} \frac{\Phi_s}{\Phi_1}. \tag{12.5}$$

ξ_1 pentru bobinaje diametrale are valoarea:

$$\xi_1 = \frac{\sin \frac{\pi}{m}}{\frac{\pi}{m}}$$

Introducând această valoare în ecuaţia (12.5) se obţine:

$$u = \frac{E_c}{E_a} = \frac{\sqrt{2}}{\sin \frac{\pi}{m}} \frac{\Phi_s}{\Phi_1}. \tag{12.6}$$

Dacă raportul $\frac{\Phi_s}{\Phi_1} = 1$ *), u are valorile indicate în tabela 1.

Tabela 1. Raportul de transformare al tensiunilor

$m =$	1	3	4	6	12
$u =$	1,414	1,633	2,000	2,828	5,465

Deoarece în general raportul Φ_s/Φ_1 nu este egal cu unitatea, este necesar a se determina valoarea lui pentru dimensionarea comutatricei.

Inlocuind forma reală a curbei câmpului printr'un dreptunghi şi desvoltând în serie se obţine amplitudinea B_1 a armonicei principale:

$$\frac{B_1}{B_\delta} = \frac{4}{\pi} \cos \frac{1 - \frac{b_p - b_c}{\tau}}{4} \pi;$$

însă

$$\Phi_1 = \frac{2}{\pi} \tau \, l_i \, B_1 \tag{12.7}$$

şi

$$\Phi_s = \frac{\tau + b_p - b_c}{2} l_i \, B_\delta, \tag{12.8}$$

*) Ceeace se întâmplă când curba câmpului în întrefier este sinusoidală iar periile sunt aşezate pe axa neutră.

de unde se deduce valoarea raportului Φ_1/Φ_s

$$\frac{\Phi_1}{\Phi_s} = \frac{16}{\pi^2} \frac{\tau}{\tau + b_p - b_w} \cos \frac{1 - \frac{b_p - b_s}{\tau}}{4} \pi, \tag{12.9}$$

în care

b_c este lăţimea polului de comutaţie;
b_p — lăţimea polului principal;
B_δ — inducţia sub polul principal.

Dacă este necesară o valoare şi mai exactă pentru raportul Φ_1/Φ_s se înlocueşte curba reală a câmpului cu un trapez.

Procedând ca mai înainte se găseşte de data aceasta

$$\frac{B_1}{B_\delta} = \frac{8}{\pi^2} \cdot \frac{\tau}{\tau - b_p - b_c} \left(\cos \frac{b_p}{2} \frac{\pi}{\tau} - \sin \frac{b}{2} \frac{\pi}{\tau} \right) \tag{12.10}$$

şi

$$\frac{\Phi_1}{\Phi_s} = \frac{32}{\pi^3} \cdot \frac{\tau^2}{(\tau - b_c)^2 - b_p^2} \cdot \left(\cos \frac{b_p}{2} \frac{\pi}{\tau} - \sin \frac{b_c}{2} \frac{\pi}{\tau} \right); \tag{12.11}$$

$\frac{b_p - b_c}{\tau}$ este în general egal cu $0{,}3\, b_c/\tau = 0{,}15$, iar $b_p/\tau = 0{,}45$. In aceste condiţiuni aplicând formula (12.9) se obţine pentru Φ_1/Φ_s valoarea 1,06, iar cu formula (12.11) 1,05 adică o diferenţă sub 1%.

Tabela 2 conţine valorile raportului Φ_1/Φ_s pentru diferite valori ale lui b_c/τ şi b_p/τ, calculate cu ajutorul formulei (12.11).

Tabela 2. Valorile raportului $\frac{\Phi_1}{\Phi_s}$

$\frac{b_c}{\tau}$	$\frac{b_p}{\tau}$				
	0,3	0,4	0,5	0,6	0,7
0,05	1,0325	1,016	0,995	0,969	0,940
0,1	1,053	1,0365	1,015	0,989	0,960
0,15	1,075	1,068	1,037	1,012	0,982
0,2	1,093	1,076	1,054	1,028	0,997
0,25	1,111	1,094	1,072	1,045	1,011
0,3	1,128	1,110	1,088	1,060	1,060

Când comutatricea este în sarcină ia naştere pe lângă câmpul longitudinal şi un câmp transversal. Câmpul transversal este, în general, la comutatricele cu poli de comutaţie egal cu câmpul polilor de comutaţie şi trebue să se ţină seamă de aceasta la determinarea lui Φ_1, pe când pentru Φ_s contează numai fluxul longitudinal. Spre deosebire de maşina de curent continuu, la comutatrice, axa fluxului transversal va trece totdeauna prin mijlocul periilor colectorului, oriunde vor fi plasate acestea, iar axa fluxului longitudinal va fi perpendiculară pe această axă.

Axa longitudinală va coincide deci cu axa polilor principali, numai atunci când periile vor fi plasate la mijlocul distanţei între polii principali sau la mijloc, în dreptul polilor de comutaţie (bobinajul indusului considerat în inel).

13. **Intensităţile.** Puterea interioară de curent continuu este: $2a\,EI_c'$ iar dacă se presupune neglijabilă puterea armonicelor superioare, puterea interioară alternativă este:

$$ma\,E_1\,I_a'\cos(\psi-\beta_i); \tag{13.1}$$

în care I_c' este curentul continuu în fiecare din cele $2a$ căi paralele de curent;

I_a' — curentul alternativ într'unul din cele a căi paralele ale fiecărei ramuri de bobinaj. In cazul comutatricei monofazate numărul ramurilor $m = 2$;

E şi E_1 — forţele electromotoare induse la mersul în sarcină;

$\Psi - \beta_i)$ — unghiul de decalaj dintre intensitatea unei faze şi forţa electromotoare rezultantă.

După cum transformarea are loc din curent alternativ în curent continuu sau invers, puterea pe partea de curent alternativ este egală cu puterea pe partea de curent continuu plus sau minus puterea transformată în puterea mecanică. In puterea mecanică se include la comutatrice totalitatea pierderilor prin frecări, pierderile prin ventilaţie, precum şi pierderile în fier.

Toate acestea sunt însă numai câteva procente din puterea nominală pe partea de curent continuu.

Dacă se notează totalitatea pierderilor mecanice prin p_m şi se raportează la puterea interioară de curent continuu prin expresia:

$$\rho = \frac{p_m}{2a\,EI_c}, \tag{13.2}$$

se obţine ecuaţia energetică:

$$2a\,EI_c'(1\pm\rho) = am\,E_1\,I_a'[\cos(\psi-\beta_i)], \tag{13.3}$$

în care semnul + este valabil pentru transformarea din alternativ în continuu, iar semnul — pentru transformarea din continuu în alternativ.

Din ecuaţia (13.3) se obţine raportul dintre intensitatea interioară continuă şi intensitatea interioară alternativă:

$$u_{I'} = \frac{I_c'}{I_a'} = \frac{mE_1[\cos(\psi-\beta_i)]}{2E(1\pm\rho)} = \frac{m[\cos(\psi-\beta_i)]}{2\,u\,(1\pm\rho)} \tag{13.4}$$

Introducând în formula (13.4) valoarea lui u din formula (12.6) se obţine:

$$u_{I'} = \frac{I'}{I_a'} = \frac{m\sin\frac{\pi}{m}[\cos(\psi-\beta_i)]}{2\sqrt{2}\,(1\pm\rho)}\,\frac{\Phi_1}{\Phi_s}. \tag{13.5}$$

Curentul total exterior care circulă prin colector pe partea de curent continuu este:

$$I_c = 2a\,I_c'. \tag{13.6}$$

Curentul total al unei faze este:

$$I_a = a\,I_a'. \tag{13.7}$$

Curentul exterior care circulă printr'un inel colector pe partea de curent alternativ este egal cu diferenţa curenţilor a 2 faze, curenţi care sunt decalaţi unul faţă de altul cu unghiul $2\pi/m$.

Notând cu I_{ac} curentul alternativ care circulă printr'un inel colector se obţine:

$$I_{ac} = 2a\,I_a'\sin\frac{\pi}{m}. \tag{13.8}$$

Raportul dintre curentul care circulă prin colector şi acela care circulă printr'un inel colector va fi deci:

$$u_I = \frac{I_c}{I_{ac}} = \frac{1}{\sin\frac{\pi}{m}}\,u_{I'} =$$

$$= \frac{m[\cos(\psi-\beta_i)]}{2\sqrt{2}\,(1\pm\rho)}\cdot\frac{\Phi_1}{\Phi_s}. \tag{13.9}$$

Relaţia (13.9) este folosită însă obişnuit sub forma simplificată aproximativ

$$u_I = \frac{m\cos(\psi-\beta_i)}{2\sqrt{2}}.$$

14. **Pierderile ohmice în bobinajul indusului.** In conductorii indusului circulă curent continuu şi alternativ care se suprapun. Curentul continuu fiind un curent comutat este în realitate tot un curent alternativ. Când comutatricea este în sarcină, un curent este motoric iar celălalt generatoric, aşa că acestea sunt decalate unul faţă de celălalt cu unghiul π. Dacă maşina funcţionează ca generator de curent continuu şi alternativ nu se mai pune problema defazajului.

Se va analiza fenomenul dintr'o bobină S a indusului, plasată la mijloc între 2 puncte de racord la inelele colectoare (fig. 6).

In momentul când această bobină trece prin zona neutră, curentul ei continuu este comutat. Simultan valoarea instantanee a forţei electromotoare alternative indusă în faza căreia îi aparţine această spiră este zero. (Rezultă din fig. 6 *b*, unde axa timpului coincide cu axa periilor, iar valoarea instantanee a forţei electromotoare este proiecţia vectorului UV pe axa timpului şi care este atunci zero).

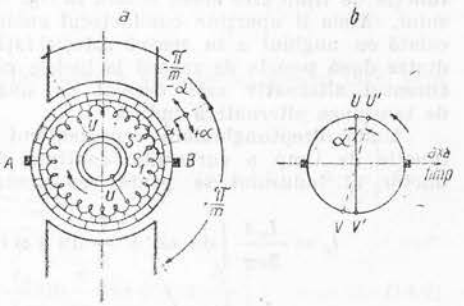


Fig. 6. Reprezentarea curenţilor şi tensiunilor în indus.

Se presupune apoi că defazajul între curentul unei faze şi tensiunea indusă în acea fază este zero ($\psi = 0$), ceeace înseamnă că tensiunea şi curentul alternativ trec prin zero în acelaş timp şi deci odată cu curentul continuu. Curentul continuu variază în funcţie de timp după un dreptunghi, aşa cum este indicat în fig. 7 *a*, iar curentul alternativ, după o sinusoidă, între cei 2 curenţi (unul fiind motoric, iar altul generatoric) existând un defazaj de 180°. Curentul care provoacă deci

pierderile ohmice va fi rezultanta acestor doi curenţi şi este reprezentat printr'o linie groasă în fig. 7 *a*. Dacă curentul alternativ este defazat cu un unghi ψ, faţă de tensiunea alternativă, atunci curentul alternativ şi cel continuu care se suprapun în conductorul analizat, nu mai trec în acelaşi timp prin zero, iar curentul rezultant va avea forma indicată în fig. 7 *b* şi *c* pentru decalajele $\psi = 15°$ şi $30°$.

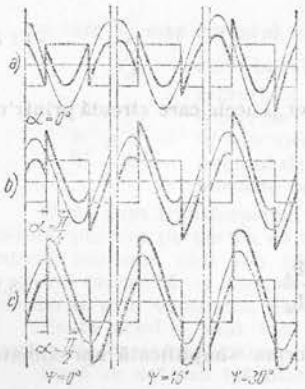


Fig. 7. Curenţii în comutatrice. Curentul continuu şi alternativ sunt trasaţi subţire. Curentul rezultant este trasat gros; în funcţie de ωt. *a*) $\alpha=0$; *b*) $\alpha=\pi/4$; *c*) $\alpha=\pi/2$.

Se va analiza acum situaţia dintr'un conductor al unei bobine care nu se mai află la mijlocul dintre cele 2 puncte de racord la inelele colectoare, ci decalat faţă de acest mijloc cu un unghi electric α (adică cu un unghi geometric egal cu α/p) în sensul de rotaţie al indusului. In momentul când curentul continuu al spirei respective este comutat, tensiunea alternativă indusă în faza respectivă nu este zero, ci atinge această valoare cu $\omega t = \alpha$ mai târziu, după cum rezultă din fig. 6 *b*.

In fig. 7 *b* sunt desenaţi curenţii pentru unghiul $\alpha = \pi/2m$ şi $\psi = 0°$, $15°$ şi $30°$, iar în fig. 7 *c* pentru $\alpha = \frac{\pi}{m}$ şi $\psi = 0°$, $15°$ şi $30°$.

(Este de observat că $m=2$ pentru comutatricea monofazată considerată).

Din aceste reprezentări grafice rezultă că încărcarea minimă este pentru conductorul aflat la mijlocul dintre cele 2 puncte de racord la inele colectoare şi maximă pentru conductorii aflaţi însuşi în punctele de racord. Mai rezultă că încărcarea creşte cu defazajul ψ.

In mod general, variaţia curentului alternativ şi a curentului continuu în funcţie de timp este aceea redată în fig. 8. In această reprezentare, bobina indusului, căreia îi aparţine conductorul analizat, este decalată cu unghiul α în sensul rotaţiei faţă de mijlocul dintre două puncte de racord la inelele colectoare, iar curentul alternativ este decalat cu unghiul ψ faţă de tensiunea alternativă indusă.

Unda dreptunghiulară reprezentând variaţia în funcţie de timp a curentului continuu dintr'un conductor al indusului se poate reprezenta prin seria:

$$i_c = \frac{I_c}{2a}\frac{4}{\pi}\left(\sin \omega t + \frac{1}{3}\sin 3\,\omega t + \frac{1}{5}\sin 5\,\omega t + \ldots\right), \qquad (14.1)$$

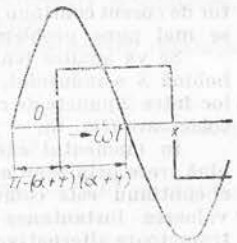


Fig. 8. Curentul alternativ şi cel continuu dintr'un conductor al indusului unei comutatrice.

în care I_c este curentul continuu în indus şi $2a$, numărul căilor de curent în paralel.

Curentul alternativ este presupus sinusoidal aşa că se poate scrie:

$$i_a = \frac{I_a}{a}\sqrt{2}\sin(\omega t + \pi - \alpha - \psi), \qquad (14.2)$$

în care I_a este curentul unei faze, fiecare fază având a căi în paralel.

Curentul rezultant care circulă într'un conductor al indusului va fi dat de expresia:

$$i = i_c - i_a = \frac{I_c}{2a}\frac{4}{\pi}\left(\sin \omega t + \frac{1}{3}\sin 3\,\omega t + \frac{1}{5}\sin 5\,\omega t + \ldots\right) - \frac{I_a}{a}\sqrt{2}\sin(\omega t - \alpha - \psi). \qquad (14.3)$$

Se vor calcula pierderile ohmice într'o bobină a indusului de rezistenţă R_b, care este decalată cu unghiul α faţă de mijlocul dintre cele 2 puncte de racord la inelele colectoare şi anume valoarea medie pentru o jumătate de perioadă (fig. 8). Curentul rezultant al bobinei în jumătatea de perioadă dela 0 la π, este dat de expresia:

$$i = \frac{I_c}{2a} - \frac{I_a}{a}\sqrt{2}\sin(\omega t - \alpha - \psi). \qquad (14.4)$$

Valoarea medie a pierderilor ohmice a acestei bobine va fi:

$$P_{mb\alpha} = R_b\frac{1}{\pi}\int_0^{\pi} i^2\,\mathrm{d}\,\omega t = R_b\frac{1}{\pi}\int_0^{\pi}\left[\frac{I_c}{2a} - \frac{I_a}{a}\sqrt{2}\sin(\omega t - \alpha - \psi)\right]^2 \mathrm{d}\,\omega t =$$

$$= \frac{I_c^2 R_b}{4a^2}\left[1 - \frac{8\sqrt{2}}{\pi}\frac{I_a}{I_c}\cos(\alpha + \psi) + \frac{I_a^2}{I_c^2}\right]. \qquad (14.5)$$

Pentru întreaga fază căreia îi aparţine bobina considerată, unghiul α variază între limitele $-\frac{\pi}{m}$ şi $+\frac{\pi}{m}$ (fig. 6 *a*).

Se obţine valoarea medie a pierderilor ohmice ale bobinei acestei faze prin integrarea:

$$P_{mb} = \frac{m}{2\pi}\int_{-\frac{\pi}{m}}^{+\frac{\pi}{m}} P_{mb\alpha}\cdot\mathrm{d}\,\alpha = \frac{m}{2\pi}\frac{I_c^2 R_b}{4a^2}\int_{-\frac{\pi}{m}}^{+\frac{\pi}{m}}\left[1 - \frac{8\sqrt{2}\,I_a}{\pi\,I_c}\cos(\alpha+\psi) + 4\frac{I_a^2}{I_c^2}\right]\mathrm{d}\alpha =$$

$$= \frac{I_c^2 R_b}{4a^2}\left[1 - \frac{8\sqrt{2}}{\pi}m\frac{I_a}{I_c}\sin\frac{\pi}{m}\cos\psi + 4\frac{I_a^2}{I_c^2}\right] \qquad (14.6)$$

Ţinând seama de faptul că $\frac{I_c^2 R_b}{4a^2}$ = pierderile ohmice ale unei bobine a comutatricei funcţionând ca generator de curent continuu, termenul din paranteză reprezintă raportul dintre pierderile comutatricei şi acelea ale aceleiaşi maşini funcţionând ca generator de curent continuu, raport care se notează cu litera v.

Raportul dintre curentul care circulă printr'un inel colector şi acela care circulă prin colector este:

$$\frac{I_{ac}}{I_c} = \frac{2\sqrt{2}}{m\cos\varphi}, \tag{14.7}$$

$$\left(\text{presupunând } \frac{\Phi_1}{\Phi_s} = 1;\ \rho = 0;\ \beta = 0 \text{ iar } \psi = \varphi\right).$$

Dar

$$I_{ac} = 2\,I_a \sin\frac{\pi}{m}. \tag{14.8}$$

Deci

$$\frac{I_a}{I_c} = \frac{\sqrt{2}}{m\sin\frac{\pi}{m}\cos\varphi}. \tag{14.9}$$

Introducând în expresia de mai sus (14.6) valoarea acestui raport, se obţine:

$$v = 1 - \frac{16}{\pi^2} + \frac{8}{m^2\sin^2\frac{\pi}{m}\cos^2\varphi}. \tag{14.10}$$

Pierderea de putere a unei comutatrice este cu mult mai mică decât a unei maşini de curent continuu de aceleaşi dimensiuni şi aceeaşi putere. Deci o comutatrice poate produce o putere mai mare decât o maşină de curent continuu de aceleaşi dimensiuni, la aceleaşi pierderi în cupru.

Căderea ohmică de tensiune în bobinajul unei comutatrice este de $\sqrt{v}$ ori căderea ohmică de tensiune a unei maşini de curent continuu care produce în indus aceleaşi pierderi ohmice. La aceeaşi tensiune continuă, comutatricea poate să furnizeze un curent continuu de $\sqrt{\frac{1}{v}}$ mai mare decât ar da aceeaşi maşină funcţionând numai ca generator de curent continuu, dacă pierderile ohmice în bobinajul indusului trebue să fie aceleaşi. Puterea unei comutatrice este prin aceasta de $\sqrt{\frac{1}{v}}$ ori mai mare decât aceea a unei maşini de curent continuu de execuţie identică şi care ar produce aceleaşi pierderi ohmice în indus; în cazul unei comutatrice trifazate $\sqrt{\frac{1}{v}} = 1{,}33$, deci surplusul de putere este de 33%.

In tabela 3 sunt indicate valorile raportului de pierderi v, precum şi ale raportului de utilizare $\sqrt{\frac{1}{v}}$, pentru diverşi curenţi polifazaţi şi diferiţi factori de putere.

Tabela 3

$\cos\varphi$		$m = 2$	$m = 3$	$m = 6$	$m = 12$
1	$v =$	1,38	0,567	0,267	0,207
	$\sqrt{v} =$	1,175	0,75	0,515	0,455
	$\sqrt{\frac{1}{v}} =$	0,85	1,33	1,93	2,20
0,9 =	$v =$	1,85	0,84	0,48	0,40
	$\sqrt{v} =$	1,36	0,92	0,69	0,63
	$\sqrt{\frac{1}{v}} =$	0,73	1,09	1,45	1,58
0,8	$v =$	2,51	1,23	0,77	0,67
	$\sqrt{v} =$	1,58	1,11	0,88	0,82
	$\sqrt{\frac{1}{v}} =$	1,63	0,90	1,14	1,22
0,7 =	$v =$	3,46	1,80	1,19	1,06
	$\sqrt{v} =$	1,86	1,34	1,09	1,03
	$\sqrt{\frac{1}{v}} =$	0,54	0,74	0,92	0,97

Pentru comutatricea monofazată $m = 2$ (numărul inelelor colectoare).

Avantajele comutatricei duodecafazate faţă de cea hexafazată sunt mici. Cele 12 faze necesită 12 inele şi deci o lungire a maşinii. Deaceea obişnuit se execută comutatricele hexafazat; numai cele mici (până la cca 250 kW) se execută trifazat.

15. **Reacţia indusului.** Reacţia indusului este la comutatrice rezultatul celor două reacţii, a reacţiei indusului maşinii sincrone şi aceea a maşinii de curent continuu.

Curba reprezentativă a amperspirelor rotorice a curentului continuu este fixă şi constantă dacă curentul continuu este constant. Ea are forma triunghiulară (fig. 9).

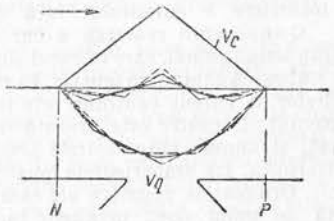


Fig. 9. Compunerea curbelor amperspirelor câmpurilor transversale produse de curentul alternativ şi continuu într'o comutatrice.

Curba reprezentativă a amperspirelor în indusul polifazat se roteşte cu viteză constantă (sincronă) faţă de bobinajul indusului. Indusul însă, se roteşte şi el cu viteză sincronă în sens contrar rotaţiei curbei amperspirelor, astfel încât curba reprezentativă a amperspirelor curentului alternativ este şi ea fixă faţă de poli sau faţă de periile fixe în spaţiu.

La comutatricele monofazate se înlocueşte câmpul alternativ al indusului prin 2 câmpuri egale rotindu-se în sens contrar şi de amplitudine pe jumătate. Una din aceste componente va fi fixă în spaţiu şi se va compune cu câmpul

curentului continu ca la indusurile polifazate, iar celaltă se va roti cu o viteză corespunzătoare frecvenţei $2f$. Această componentă inversă trebue anihilată cu ajutorul unui bobinaj de amortizare sau alt mijloc (poli masivi).

α) *Reacţia indusului datorită câmpului transversal.* In presupunerea că unghiul ψ dintre curentul alternativ şi forţa electromotoare alternativă indusă este zero, curentul alternativ este numai curent wattat, dând naştere numai unui câmp transversal. Dacă pe lângă aceasta şi periile sunt în zona neutră, curentul continuu produce şi el numai un câmp transversal. Curbele amperspirelor ambelor câmpuri vor avea valorile maximale în zona neutră, iar valorile minime sub mijlocul polilor (fig. 9). Curba amperspirelor de curent continuu v_c corespunde unui generator iar cea de curent alternativ v_g unui motor. Curba amperspirelor de curent continuu este invariabilă în timp; aceea a curentului alternativ oscilează în jurul unei sinusoide. In fig. 9 sunt desenate 2 forme caracteristice ale curbei amperspirelor unui curent trifazat, care alimentează un bobinaj trifazat în 2 straturi, cu bobine diametrale. Deoarece forma curbei amperspirelor câmpului învârtitor se schimbă cu de 6 ori frecvenţa reţelei, va avea şi câmpul rezultant transversal o oscilaţie egală cu de 6 ori frecvenţa reţelei. In general, frecvenţa acestei oscilaţii este egală cu $2mf$, pentru un număr impar de faze şi egală cu mf pentru un număr pereche de faze.

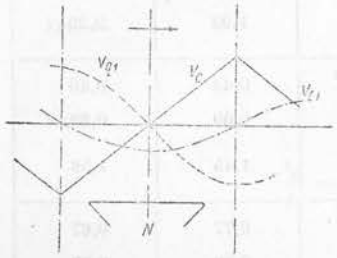


Fig. 10. Curbele amperspirelor de curent continuu şi de curent alternativ, ale unei comutatrice. (Câmpul transversal şi longitudinal).

β) *Reacţia indusului datorită câmpului longitudinal.* Periile sunt presupuse în zona neutră, astfel că nu se deplasează curba amperspirelor de curent continuu. Valorile maximale ale acesteia se vor afla în zona neutră (fig. 10).

Dacă se variază excitaţia unei comutatrice, efectul asupra curentului alternativ va fi acelaşi ca şi la motorul sincron.

La o comutatrice care este alimentată pe partea de curent alternativ, prin mărirea curentului de excitaţie şi menţinerea constantă a tensiunii, se obţine o decalare înainte a curentului faţă de tensiunea indusă, iar prin micşorarea curentului de excitaţie, se obţine o întârziere a curentului faţă de tensiune.

Componenta reactivă a curentului produce un câmp longitudinal, care în cazul supraexcitaţiei tinde să slăbească câmpul magnetic. In fig. 10 curba amperspirelor de curent continuu este trasată plin. Pentru curentul alternativ este trasată numai armonica de bază, şi anume amperspirele transversale prin linie întreruptă, iar amperpsirele longitudinale prin punct linie. Ordonatele negative ale câmpului longitudinal, faţă de polul nord magnetic indică o tendinţă de slăbire a acestuia, ceeace înseamnă un defazaj înainte al curentului.

In fig. 11 sunt reprezentate curbele câmpurilor magnetice ale unei maşini de curent continuu (a) şi ale unei comutatrice (b).

Fig. 11. Curbele câmpurilor magnetice a unui generator de curent continuu (a) şi a unei comutatrice (b).

Curba amperspierlor motorice (pe partea de curent alternativ la transformarea din alternativ în continuu), având sens contrar celei generatorice de curent continuu, rezultanta lor va fi mai mică decât fiecare în parte, aşa că distorsiunea de câmp provocată în general de componenta transversală, va fi mai mică decât la maşina

de curent continuu, ceeace rezultă din fig. 11, şi prin urmare căderea de tensiune a comutatricei va fi mai mică decât aceea a unei maşini de curent continuu de putere egală.

16. **Comutaţia.** Curentul într'o bobină a indusului este rezultanta dintre curentul continuu şi cel alternativ. Prin comutarea curentului continuu ia naştere în bobina scurtcircuitată de perii o forţă electromotoare de autoinducţie, a cărei mărime s'a stabilit la studiul maşinii de curent continuu. In timpul scurtcircuitului curentul alternativ îşi variază şi el intensitatea, aşa că forţa electromotoare de autoinducţie va fi mai mare decât în cazul maşinii de curent continuu. Durata scurtcircuitării fiind însă mult mai mică decât a unei perioade, variaţia curentului alternativ va fi mică pe această durată, astfel încât influenţa ei asupra forţei electromotoare de autoinducţie poate să fie neglijată.

Comutatricele fără poli de comutaţie au, în cazul când sunt polifazate, o comutaţie mai bună decât maşinile de curent continuu, dacă periile sunt situate în axa neutră. Aceasta din cauza acţiunii câmpului transversal a curentului alternativ, care aproape că anulează câmpul transversal al curentului continuu al indusului, în zona neutră.

Numai la comutatricele monofazate, câmpul invers, dacă nu este amortizat de un bobinaj de amortizare, induce în bobina scurtcircuitată, tensiuni care înrăutăţesc comutaţia.

In general însă, şi anume în special dela anumite puteri în sus, polii de comutaţie devin obligatorii.

Prezenţa polilor de comutaţie aduce cu sine o serie de inconveniente care trebue înlăturate. Aşa de exemplu, oscilaţiile de frecvenţă $2mf$ ale curbei amperspirelor indusului de care s'a vorbit mai înainte, nu pot fi anihilate de polii de comutaţie care sunt alimentaţi cu curent continuu. Aceste oscilaţii provoacă oscilaţii similare ale câmpului în întrefierul polilor de comutaţie, ceeace nu se întâmplă în cazul comutatricelor fără poli de comutaţie, la care aceleaşi oscilaţii au loc în golul dintre poli. Pentru a se evita acest lucru, întrefierul polilor de comutaţie trebue să fie mult mai mare decât la maşinile de curent continuu.

Dacă însă se măreşte întrefierul, câmpul componentei longitudinale poate pătrunde parţial în zona de comutaţie dăunând acesteia. Din acest motiv întrefierul mărit se divide în 2 părţi. O parte a acestuia este plasat între piesa polară a polului de comutaţie şi indus, iar cealaltă între pol şi carcasă, prin intercalarea unui material nemagnetic.

In anumite cazuri aceste oscilaţii pot fi parţial anihilate prevăzându-se în jurul polilor de comutaţie bobinaje scurtcircuitate.

In cazul variaţiilor brusce de sarcină, prezenţa acestor spire nu se mai recomandă, deoarece ar împiedica polii de comutaţie, legaţi în serie cu indusul, să producă rapid câmpul de comutaţie necesar şi cerut de noua situaţie. O altă cauză care face ca comutaţia comutatricei să fie mai dificilă decât aceea a unei maşini de curent continuu, provine din penduliaţiile la care comutatricea este supusă, întocmai ca şi maşina sincronă, în cazul variaţiilor de sarcină. In acest caz curentul alternativ nu creşte în aceeaşi măsură cu sarcina, o parte din aceasta fiind acoperită de energia cinetică a rotorului. Acesta pendulând, pendulează odată cu el şi componenta transversală a curentului alternativ, pe când componenta transversală a curentului continuu rămâne fixă, ceeace face ca rezultanta acestor două componente să nu varieze în aceeaşi măsură cu câmpul de comutaţie. Câmpul rezultant al indusului este în acest caz mai mare decât câmpul de comutaţie produs de poli, producându-se scântei la colector.

La comutatricele care pornesc asincron, periile de cărbune sunt mai înguste decât la maşina de curent continuu, pentru ca să nu se inducă curenţi prea mari în bobinele scurtcircuitate în momentul pornirii. Această îngustare îngreuiază comutaţia.

Comutatricele care trebue să lucreze în ambele sensuri adică au ca scop să transforme curentul alternativ în continuu şi invers, sunt prevăzute cu bobinaje compensatoare. In mod practic nu este necesar ca acest bobinaj să fie distribuit pe toată suprafaţa piesei polare, ci numai într'o singură crestătură prevăzută la mijlocul piesei polare a polului principal.

Scânteile dela colector, datorite unei comutaţii defectuoase, dau naştere focului la colector, deoarece scânteile produse de perii ionizează aerul, până ce se produce un arc electric între perii, ceeace distruge maşina. Scurtcircuitele în reţeaua alimentată de comutatrice provoacă totdeauna foc la colector. Pentru ca arcul electric să poată fi stins, este necesar ca întrerupătorul automat, care protejează comutatricea pe partea de curent continuu, să aibă o durată de întrerupere de 0,01 — 0,02 *s*, mai mică decât timpul necesar stabilirii complecte a scurtcircuitului. Asemenea întrerupătoare rapide, se execută până la intensităţi de 1000 — 3 000 A, şi sunt aparate grele şi costisitoare*).

17. **Reglajul tensiunii.** Intre tensiunea alternativă şi cea continuă există un raport fix dat de formula (12.6) respectiv de tabela 1. De aici rezultă că o variaţie a tensiunii continui nu se poate realiza decât printr'o variaţie a tensiunii alternative aplicată la inele. O variaţie a excitaţiei nu influenţează decât mărimea curentului alternativ absorbit şi decalajul acestuia faţă de tensiunea reţelei de alimentare, întocmai ca la motorul sincron.

Mijloacele de variaţie a tensiunii sunt următoarele: α) prin transformatori de reglaj, glisanţi sau rotativi, β) prin bobine de reactanţă, γ) prin maşină de reglaj pe partea de curent continuu, δ) prin variaţia formei câmpului datorită unei construcţii speciale.

Aceste mijloace se examinează mai jos.

α) *Prin transformatori de reglaj, transformatori glisanţi sau transformatori rotativi.* Tensiunea alternativă care alimentează o comutatrice se poate varia prin transformatori conectaţi înaintea acesteia. Dacă se întrebuinţează transformatori cu reglaj în trepte, se obţine şi pe partea continuă o variaţie de tensiune similară. Schimbarea treptelor de transformare se poate face şi în sarcină, acest mijloc însă este greoi. Un reglaj continuu se obţine numai prin întrebuinţarea transformatorilor glisanţi. Adoptarea de asemenea transformatori cu raport de transformare variabil în mod continuu este o soluţie în general prea scumpă. Deaceea se preferă transformatori rotativi (regulatori de inducţie).

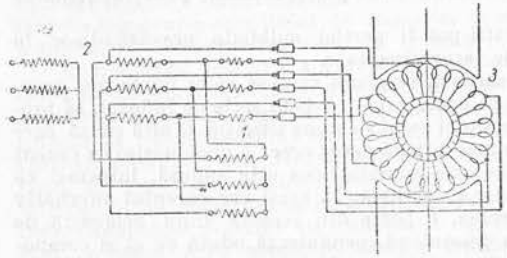


Fig. 12. Schema conexiunilor unei comutatrice hexafazate cu regulator de inducţie: *1* — regulator de inducţie; *2* — transformatorul; *3* — comutatrice.

Regulatorul de inducţie este racordat pe partea secundară a transformatorului principal şi anume având secundarul lui (statorul) intercalat între inelele colectoare ale comutatricei şi secundarul transformatorului principal, deci este parcurs de curentul de alimentare al comutatricei, iar primarul transformatorului rotativ (rotorul) este alimentat de către secundarul transformatorului principal (fig. 12)

Se poate deasemenea ca transformatorul rotativ să fie conectat înaintea transformatorului principal, în care caz primarul transformatorului rotativ este montat

*) Industria sovietică a prezentat la expoziţia din Bucureşti din 1949, asemenea întrerupătoare de construcţie mult simplificată.

în serie cu primarul transformatorului principal, iar secundarul alimentat dela reţea este conectat în stea. Ultima soluţie se întrebuinţează în cazul când intensitatea curentului la inelele colectoare este mare.

Metoda este folosită pentru reglajul tensiunii până la circa ± 30 %. Este de observat că tensiunea şi factorul de putere pot fi reglate independent prin manevrarea potrivită a regulatorului de inducţie şi a reostatului de excitaţie. In felul acesta cos φ poate fi menţinut permanent egal cu 1. Randamentul este cel mai mare în această soluţie.

Regulatorul se aşează separat de comutatrice şi trebue prevăzut cu un mic ventilator pentru a i se asigura răcirea.

β) *Prin maşini adiţionale* de curent continuu, al cărei indus este conectat în serie cu indusul comutatricei pe partea continuă. După sensul excitaţiei, tensiunea produsă de maşina de curent continuu se adaugă sau se scade la, sau din tensiunea comutatricei. Circuitul de excitaţie a maşinii de curent continuu poate să fie în derivaţie sau în serie. In acest din urmă caz el poate fi astfel dimensionat încât tensiunea excitatricei să fie reglată în mod automat de sarcină.

Reglajul tensiunii maşinii se face în limitele ± 20 %. Această metodă are următoarele neajunsuri: dimensiunea mare a colectorului maşinii de reglaj, calculată pentru curentul total al comutatricei, necesitatea unui motor auxiliar pentru acţionarea acestei maşini, căci montarea ei pe arborele comutatricei poate aduce câteodată o înrăutăţire comutaţiei.

Sistemul de reglaj cu maşină de curent continuu se foloseşte mai ales în instalaţii mici pentru încărcarea bateriilor de acumulatori.

Maşina adiţională poate fi racordată şi pe partea alternativă. In acest caz ea este o maşină sincronă cu acelaşi număr de poli ca şi comutatricea şi calată pe arborele acesteia. Prin variaţia excitaţiei maşinii adiţionale se obţine o variaţie a tensiunii care alimentează comutatricea. Maşina sincronă lucrează ca generator dacă ea măreşte tensiunea comutatricei, în care caz ea este antrenată de către comutatrice, care deci parţial lucrează ca motor. Maşina sincronă lucrează ca motor, dacă ea coboară tensiunea care alimentează comutatricea, în care caz aceasta este antrenată de către motorul sincron şi lucrează parţial ca generator de curent continuu.

γ) *Prin bobine de reactanţă.* Dacă se intercalează între secundarul transformatorului, respectiv reţeaua de alimentare şi inelele colectoare ale comutatricei, bobine de reactanţă, se obţine reglajul tensiunii care alimentează comutatricea şi deci incluziv reglajul tensiunii continui, prin variaţia excitaţiei comutatricei (fig. 13).

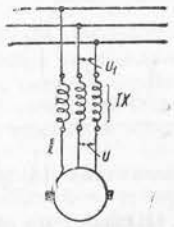


Fig. 13. Comutatrice cu bobine de reactanţă conectate în circuitul de alimentare: U_1 — tensiunea reţelei; U — tensiunea la inele.

Deoarece comutatricea este pe partea alternativă un motor sincron, excitaţia influenţează unghiul de decalaj între curent şi tensiune, adică mărimea curentului reactiv şi deci puterea reactivă absorbită.

Prin micşorarea excitaţiei, comutatricea va lucra asupra reţelei inductiv, aşa că pentru aceeaşi putere activă debitată, va fi necesar, pe partea alternativă un curent $I \sin \varphi$ mai mare, care va provoca în bobina de reactanţă o cădere de tensiune inductivă, iar inelele vor căpăta o tensiune mai mică, ceeace va avea ca urmare o coborîre a tensiunii pe partea continuă.

Prin mărirea excitaţiei, comutatricea va lucra capacitiv, curentul absorbit va fi decalat înaintea tensiunii. Sarcina capacitivă produsă în acest mod de comutatrice va anihila sarcina inductivă produsă de bobinele de reactanţă şi prin aceasta şi căderea inductivă, iar inelele colectoare vor primi o tensiune mai mare, ceeace va avea ca urmare creşterea tensiunii pe partea continuă.

Un reglaj automat de tensiune se obţine dacă simultan cu bobinele de reactanţă se mai prevede pe polii comutatricei şi un bobinaj serie, adică se foloseşte o comutatrice compoundată. Unei sarcini mai mari îi corespunde din această cauză o excitaţie mai mare, ceeace are ca urmare o creştere a tensiunii inelelor colectoare.

In cazul folosirii bobinei de reactanţă nu mai este posibilă o variaţie a tensiunii independent de factorul putere. Deaceea acest fel de reglaj este limitat pentru variaţii de tensiune de $\pm$ 7,5 %, excepţional $\pm$ 15 %.

Deobicei se dimensionează bobina astfel ca la plina sarcină şi tensiunea maximă de curent continuu cos $\varphi = 1$.

δ) *Prin variaţia formei curbei câmpului magnetic.* Dacă indusul unei comutatrice are un bobinaj diametral, iar periile sunt plasate în zona neutră, tensiunea indusă pe partea continuuă, este aceea corespunzătoare fluxului magnetic al unui pol, care pătrunde în indus. Tensiunea alternativă indusă în acelaşi indus este proporţională fluxului corespunzător armonicei fundamentale a curbei câmpului magnetic, deoarece armonicele superioare contribue foarte puţin la producerea forţei electromotoare. Se poate deci obţine, prin modificarea formei curbei câmpului magnetic, o ridicare sau o coborîre a tensiunii continue, în timp ce tensiunea alternativă rămâne neinfluenţată de deformarea curbei câmpului magnetic. Prin aceasta se poate regla tensiunea contină fără defazajul curentului pe partea alternativă.

O modificare a formei câmpului magnetic se poate obţine dacă se despică polul principal în două sau mai multe părţi.

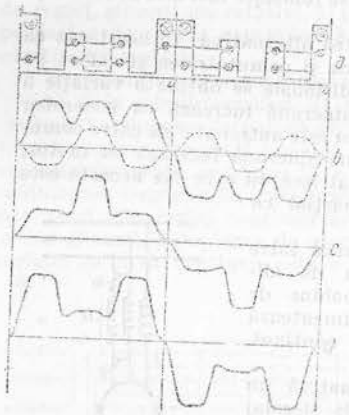


Fig. 14. Comutatrice cu poli despicaţi: *a* — dispoziţia bobinajului de excitaţie; *b* — curba câmpului bobinajului de excitaţie principal şi a bobinajului auxiliar de excitaţie; *c* şi *d* — curba câmpului rezultat la diferite sensuri ale curentului în bobinajul auxiliar.

Dintre diferitele posibilităţi, două construcţii sunt mai uzuale:

Modul de funcţionare al primului tip rezultă din fig. 14.

Fiecare pol principal este despicat în trei părţi. Pe lângă bobinajul principal, fiecare pol mai are un bobinaj auxiliar. Curba câmpului magnetic produs de bobinajul principal este desenată plin în fig. 14 *b*. Dacă curentul bobinajului auxiliar are sensul de circulaţie indicat în fig. 14 *a*, atunci bobinajele auxiliare produc o curbă de câmp adiţională aşa cum este desenată punctat în fig. 14 *b*, care în fond este o armonică de ordinul 3 şi deci fără influenţă asupra unui sistem trifazat.

La comutatricea hexafazată va trebui deci ca inelele colectoare să fie alimentate de două bobinaje separate ale secundarului transformatorului, bobinaje conectate trifazat, pentruca armonica de ordinul 3 să se anuleze. Curba rezultantă a câmpului este reprezentată de fig. 14 *c*. Dacă se inversează sensul curentului în bobinajul auxiliar, atunci se obţine o curbă rezultantă ca în fig. 14 *d*. La primul sens de curent în bobinajul auxiliar, corespunzător curbei câmpului *c*, fluxul magnetic al unui pol este mai mic, în timp ce armonica fundamentală a curbei câmpului, care este hotărîtoare pentru tensiunea alternativă, aproape că nici nu s'a schimbat, aşa că tensiunea alternativă rămâne aceeaşi, iar tensiunea continuă este mai mică. Invers, în cazul curbei *d*, care corespunde curentului inversat în bobinajul auxiliar, câmpul magnetic al polului principal este mai mare şi cu el şi tensiunea continuă.

Modul de funcţionare al celui de al doilea tip de comutatrice cu poli despicaţi rezultă din fig. 15.

Fig. 15 *b* reprezintă din nou curba rezultantă a câmpului, pentru sesnul de curent în bobinajul auxiliar aşa cum este indicat în fig. 15 *a*, iar fig. 15 *c* reprezintă curba câmpului pentru sensul inversat al curentului din bobinajul auxiliar. Curba câmpului în cazul *c* este deplasată faţă de aceea din cazul *b*. Prin modificarea excitaţiei polilor auxiliari, se variază tensiunea continuă şi aici, fără ca tensiunea alternativă să fie variată.

18. **Pornirea.** Comutatricea poate fi pornită atât de pe partea continuă cât şi de pe partea alternativă.

Dacă există o sursă de curent continuu având 20—50 % din puterea comutatricei, atunci pornirea se face ca şi a unui motor de curent continuu, deci cu ajutorul unui reostat de pornire. Reostatul de câmp trebue adus în poziţia maximului de excitaţie.

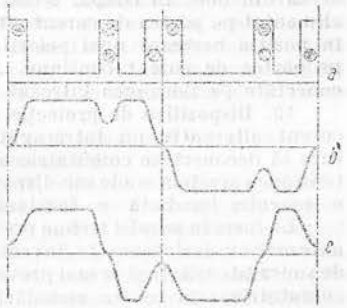


Fig. 15. Comutatrice cu poli despicaţi: *a* — dispoziţia bobinajului de excitaţie; *b* şi *c* — curbele câmpului la diferitele sensuri ale curentului în bobinajul auxiliar.

După atingerea turaţiei nominale se face sincronizarea, iar prin intermediul unui întrerupător automat cu inversare de curent se scurtcircuitează reostatul de pornire şi apoi se scoate din circuit.

Pornirea pe partea alternativă se face la fel ca la motorul sincron, întrebuinţându-se în cele mai multe cazuri pornirea în asincron. In acest scop comutatricea trebue să fie prevăzută cu un bobinaj de amortizare, plasat în piesele polare. Pornirea se efectuează cu tensiune scăzută (20—35 % din tensiunea nominală a părţii alternative). Bobinajul de excitaţie trebue să fie scurtcircuitat, altfel apar câteodată supratensiuni — până la de zece ori tensiunea nominală — periculoase atât pentru bobinaj cât şi pentru personalul care execută manevra.

Destul de des, pornirea pe partea de curent alternativ, se mai face, folosindu-se ca motor de lansare, un motor asincron cu rotorul bobinat, având un număr de poli cu 2 mai mic decât acel al comutatricei. Motorul de lansare necesită o putere de 8—15 % din aceea a comutatricei. Reostatul de pornire al motorului trebue dimensionat pentru reducerea corespunzătoare a turaţiei. După efectuarea sincronizării motorul de lansare este desprins de reţea.

Se poate folosi şi un motor de lansare de acelaşi număr de poli care aduce comutatricea la o turaţie asincronă. După aceea este racordată comutatricea la reţea prin intermediul unei bobine de reactanţă, după ce mai întâi s'a intercalat în circuitul de excitaţie o rezistenţă destul de mare care să permită excitarea lentă a maşinii.

După câteva pendulaţii comutatricea intră dela sine în sincronism. Se excită apoi comutatricea astfel încât curentul alternativ absorbit să fie minim şi se scurtcircuitează rapid bobina de reactanţă. Această scurtcircuitare dă naştere la un oarecare şoc (de curent) urmat de câteva pendulaţii. La o justă dimensionare a bobinei de reactanţă şi a excitaţiei, aceste neajunsuri se pot menţine în limite acceptabile.

Dacă pornirea comutatricei se face pe partea de curent alternativ, polaritatea care rezultă pe partea de curent continuu după branşare este întâmplătoare şi deci de foarte multe ori nu corespunde cu aceea a reţelei de curent continuu. Acest desavantaj poate fi corectat în mai multe feluri:

La comutatricele mici se poate prevedea un comutator potrivit în circuitul principal pe partea de curent continuu, aşa că indiferent de polaritatea obţinută

de comutatrice, se face legătura potrivită între aceasta şi reţeaua de alimentat, obţinând polaritatea justă.

O altă metodă de obţinere a unei polarităţi juste constă în a întrerupe şi inversa, un timp foarte scurt, alimentarea excitaţiei. In această scurtă perioadă comutatricea, în general, iese din tact, iar un ampermetru de curent continuu cu bătaie în ambele sensuri montat în circuitul de excitaţie, va arăta o bătaie în ambele sensuri cu frecvenţa de alunecare. Dacă se branşează din nou excitaţia ca la început, în momentul când acul ampermetrului indică polaritatea justă, comutatricea va intra în sincronism având totodată şi polaritatea corectă.

Deasemenea se mai poate obţine polaritatea justă, scoţând pentru puţin timp întrerupătorul principal de pe partea de curent alternativ şi închizându-l după aceea din nou. In timpul scoaterii întrerupătorului principal indusul nemai fiind alimentat pe partea de curent alternativ îşi pierde puţin din turaţie şi poate cădea în poziţia necesară unei polarităţi juste, pe care o indică ampermetrul branşat pe partea de curent continuu. Această operaţie se face înainte ca inelele să fie conectate pe tensiunea întreagă.

19. **Dispozitive de protecţie.** In mod principial trebue prevăzut pe partea de curent alternativ un întrerupător automat cu declanşare la tensiune minimă, care să deconecteze comutatricea dela reţea în momentul când din diferite motive tensiunea acesteia scade sau dispare, iar comutatricea a ieşit din sincronism, pentrucă o revenire imediată a tensiunii ar periclita maşina.

La mers în paralel trebue prevăzut pe partea de curent continuu un întrerupător automat cu declanşare la inversare de curent. Deobicei se combină cu o protecţie de supraintensitate şi se mai prevede şi un întrerupător centrifugal, care să protejeze comutatricea în contra ambalărilor.

Dacă comutatricea alimentează o reţea cu punte dublă, atunci se va prevedea pentru fiecare pol câte un întrerupător automat, dar vor fi cuplate împreună, pentru a declanşa amândouă chiar atunci când este solicitat numai unul.

Deoarece în cazul punţii duble pornirea se face cu o punte deschisă, cuplajul celor două întrerupătoare trebue să permită şi manevrarea individuală a automatelor, ceeace se obţine printr'un contact auxiliar.

Dacă prin declanşarea dela reţeaua de curent alternativ, comutatricea rămâne alimentată pe partea de curent continuu, ea va funcţiona ca motor iar în cazul unei excitaţii reduse este pericol de ambalare. Deaceea întrerupătorul acţionat centrifugal este neapărat necesar.

Excitaţia comutatricei trebue racordată direct la indusul acesteia astfel ca în cazul declanşării întrerupătorului automat, circuitul de excitaţie să nu fie deschis. In cazul pornirii pe partea de curent continuu, excitaţia este legată la barele de curent continuu printr'un comutator unipolar, iar după închiderea întrerupătorului principal, este comutată pe indusul comutatricei, fără întrerupere de curent.

20. **Mersul în paralel.** Comutatricea funcţionează în paralel, ca orice maşină de curent continuu cu excitaţia în derivaţie, deci va putea funcţiona în paralel cu alte comutatrice, cu generatoare de curent continuu şi cu baterii de acumulator. Deoarece căderea de tensiune este mică, iar o slăbire a câmpului datorită reacţiunii indusului, la cos $\varphi = 1$, practic aproape că nu există, comutatricea se comportă ca o maşină de curent continuu cu bobinaj de compensaţie. In paralel cu generatori de curent continuu cu caracteristică pronunţat descrescătoare, comutatricea trebue să fie amenajată pentru cădere de tensiune artificial mărită, ceeace se obţine prin contracompoundare, scăpări mărite în bobinajul transformatorului, sau mici bobine de reactanţă intercalate între inelele colectoare şi transformator. Fără aceste dispozitive, toate variaţiile de sarcină ar urma să fie preluate numai de comutatrice.

Mai multe comutatrice care lucrează în paralel nu trebue să fie alimentate din bobinajul secundar al aceluiaşi transformator, ci trebue să fie complect separate pe partea alternativă, în caz contrar iau naştere curenţi de circulaţie, care provoacă

încărcări neegale la periile de aceeaşi polaritate şi prin aceasta dăunează comutaţiei. Deobicei fiecare comutatrice trebue prevăzută cu transformator propriu.

Comutatricea, având caracteristica de maşină compoundată, poate merge în paralel cu alte maşini compoundate, în care caz însă trebue montată o conductă de echilibru, aşa cum se obişnueşte la maşinile de curent continuu compoundate.

21. **Influenţa perturbaţiilor din reţea asupra comutatricei**

α) *Variaţiile de tensiune* (pe partea alternativă) sunt perturbaţiile cele mai frecvente şi sunt suportate de comutatrice fără nici o dificultate. Dacă comutatricea lucrează singură sau în paralel cu alte comutatrice, variaţiile de tensiune se manifestă prin variraţii de tensiune pe partea continuă şi prin aceasta deci cu variaţii de sarcină. Până la circa 1/4 din tensiunea nominală comutatricea poate lucra complect stabilă ca motor supraexcitat. Dacă comutatricea lucrează în paralel cu alte maşini de tensiune constantă, cum este de exemplu convertizorul motor-generator, iar tensiunea alternativă scade, atunci ea primeşte dela celelalte maşini curenţi inverşi, care sunt dăunători şi în contra acestora trebue protejată prin relee corespunzătoare. Rămâne totuşi mai departe în sincronism dacă tensiunea alternativă nu a scăzut mai mult decât 15%.

β) Faţă de variaţiile de frecvenţă care apar în mod accidental din cauza fenomenelor tranzitorii, comutatricea este oarecum sensibilă.

In momentul unei variaţii bruşte de frecvenţă, câmpul rotativ îşi schimbă poziţia lui în spaţiu, mai înainte ca turaţia indusului să ia valoarea corespunzătoare nouii frecvenţe. Comutatricea lucrează deci la $-\Delta f$ parţial ca generator de curent continuu, antrenat de către forţa vie a rotorului, la $+\Delta f$ parţial ca motor sincron, care are de produs travaliu de accelerare. In ambele cazuri echilibrul electric este perturbat, ceeace are drept urmare dificultăţi de comutare, urmate de celelalte neajunsuri cauzate de acestea.

Inconvenientele variaţiei de frecvenţă pot fi înlăturate printr'o dimensionare largă a bobinajului de amortizare.

γ) Acelaşi efect ca variaţiile de frecvenţă îl au şi scurtcircuitele. Cele de pe partea continuă sunt mai puţin periculoase dacă se prevăd pe plecările de curent continuu întrerupătoare rapide cu durată de întrerupere mai mică decât 1/100 s.

In caz de scurtcircuit comutatricea iese deobicei din tact, aşa că trebue din nou sincronizată.

Cele mai periculoase sunt scurtcircuitele de pe partea alternativă dacă întrerupătorul de intrare nu declanşează mai înainte ca arcul dintre perii să se fi produs.

δ) Pericolul pendulaţiilor la care o comutatrice este în mod permanent supusă poate fi înlăturat prin bobinajul de amortizare menţionat mai înainte. Acest pericol provine nu numai din perturbaţiile din reţea ci şi din prezenţa în reţeaua de alimentare cu curent continuu a comutatricei, a unor agregate cu maşini cu piston.

ε) Armonicele superioare provoacă şi ele dificultăţi de comutare. In deosebi, dacă forma curbei de tensiune a reţelei diferă mult de aceea a comutatricei, este periclitată chiar menţinerea sincronismului. Cea mai bună protecţie contra perturbaţiilor cauzate de către armonicele superioare o reprezintă bobinele de reactanţă, conectate înaintea inelelor colectoare ale comutatricei.

In stadiul actual de desvoltare a aparatelor de protecţie şi siguranţă ca: întrerupătoare rapide, releuri cu timp de declanşare reglabil, pericolele menţionate mai sus sunt mult mai scăzute, astfel că siguranţa de funcţionare a comutatricei nu rămâne în urma unei maşini de curent continuu, pusă să lucreze în condiţiile cele mai dificile.

22. **Indicaţii pentru proiectarea unei comutatrice**

α) *Dimensiunile principale.* La paragraful 14 s'a stabilit modalitatea determinării dimensiunilor unei comutatrice în raport cu acelea ale unei maşini de curent continuu.

Prin valorile menţionate în tabela respectivă se iau în consideraţie pierderile ohmice produse în bobinajul indusului comutatricei, care reprezintă partea cea mai mare a pierderilor. Pe această bază o comutatrice de putere P va fi dimensionată întocmai ca un generator de curent continuu de putere

$$P_c = \sqrt{v_{max}} \cdot P. \tag{22.1}$$

La dimensionarea unei comutatrice trebue să se ţină seamă însă nu numai de încălzirea indusului ci şi de comportarea colectorului aflat în situaţie deosebită de aceea a maşinii de curent continuu. În adevăr, la o comutatrice proiectată pe baza formulei de mai sus, curentul nominal pe partea de curent continuu este de $\sqrt{1/v_{max}}$ ori mai mare decât curentul nominal al maşinii de curent continuu corespunzătoare. Când acest raport este mai mare ca 1, cum este de exemplu cazul unei comutatrice hexafazate, pericolele unei defectuoase comutaţii sunt mai mari, iar câmpul polilor de comutaţie trebue dimensionat mai puternic decât pentru o maşină de curent continuu de putere P_g. Prin mărirea intensităţii, câmpul transversal creşte şi el, iar dacă unghiul ψ este diferit de 0 sau de π, proporţionalitatea între curentul continuu şi câmpul de comutaţie este deranjată şi nu mai ajută comutaţia. La comutatricele cu 6 sau mai multe faze, se recomandă deci o dimensionare mai largă decât aceea corespunzătoare formulei de mai sus. Deoarece la comutatricele mari, colectorul împreună cu inelele colectoare şi cu accesoriile acestora, reprezintă o bună parte din costul maşinii, un spor al costului indusului are o influenţă mică asupra comutatricei; deaceea la comutatricele hexafazate de mare putere, dimensiunile principale ale indusului sunt chiar mai mari decât acelea ale unei maşini de curent continuu de putere egală. Secţiunea conductorilor se poate alege însă mai mică, adică corespunzătoare diferenţei date de expresia (14.4), aşa că spaţiul ocupat de conductori în rotor este mai mic decât la maşina de curent continuu, ceeace dă posibilitatea ca crestătura să fie mai puţin înaltă, favorizând astfel comutaţia.

β) *Numărul de poli şi puterea maximă.* Intocmai ca la maşina sincronă, la comutatrice produsul dintre numărul de perechi de poli şi turaţie este egal cu frecvenţa curentului alternativ. Din acest motiv, dacă turaţia nu este fixată, se poate alege pentru o frecvenţă dată, numărul de poli în mod arbitrar. Se va arăta însă mai departe că puterea comutatricei depinde de turaţie. Se consideră ecuaţia:

$$P_1 \approx 0{,}3375 \frac{v\,e\,A}{n}, \tag{22.2}$$

unde v este viteza periferică a rotorului în m/s;

n — turaţia în rot/m;

A — amperconductorii pe cm de periferie în A/cm (pătura de curent);

e — tensiunea maximă dintre două lamele ale colectorului în V, care se poate demonstra cu uşurinţă la maşinile normale de curent continuu, dacă acestea sunt prevăzute cu un bobinaj buclat $a=p$, având o singură spiră pe bobină, aşa cum este aproape totdeauna cazul la maşinile mari şi foarte mari.

Dacă se consideră cazul general pentru un bobinaj oarecare cu a perechi de căi de curent, p perechi de poli şi w_b spire pe bobină, în locul lui e din formula (22.2) va apare:

$$\frac{a}{p}\,\frac{e}{w_b}$$

Dacă se mai consideră că raportul dintre valoarea medie a inducţiei şi valoarea maximă a inducţiei în întrefier, sub mijlocul piesei polare este pentru comutatrice 0,62, iar pentru maşina de curent continuu 0,675 şi că la o comutatrice, care transformă curentul alternativ în curent continuu, puterea P_c pe partea continuă este 0,97 din puterea interioară, formula (22.2) devine:

$$P = 0{,}3\,\frac{a}{p}\,\frac{e}{w_b}\,\frac{vA}{n}. \tag{22.3}$$

Se vede deci că pentru aceleaşi valori ale lui a, p, w_b, e, v şi A puterea comutatricei este invers proporţională cu turaţia.

Pentru a putea obţine din ecuaţia (22.3) puterea maximă a comutatricei, se vor lua din nou $a/pw_b=1$, iar pentru celelalte valori cifrele practice din aplicarea cărora au rezultat execuţii reuşite.

Valoarea maximă a tensiunii dintre lamele se poate lua de 30 V. Dacă se ia în consideraţie deformarea câmpului magnetic, sub piesa polară această valoare mai trebue scăzută cu 10 % pentru a se obţine o suficient de bună comutaţie aşa că:

$$e = 27 \text{ V}.$$

Cea mai mare viteză periferică admisibilă este 50 m/s.

Pătura de curent maximă poate merge până la 500 A/cm.

Ţinând seamă de faptul că P_c reprezintă puterea în waţi, aplicând formula (22.3) se obţine:

$$P_M = \frac{0{,}3 \cdot 27 \cdot 5\,000 \cdot 500}{n} \cdot \frac{60}{1\,000} = 1\,215 \cdot \frac{1\,000}{n}\,[\text{kW}].$$

Rezultă de aici că de exemplu cea mai mare comutatrice de 1 000 rot/m va avea o putere de 1 215 kW. In general se merge sub valorile menţionate mai sus pentru a fi cu execuţia puţin sub valorile maxime admisibile. In tabela 4 sunt date valorile lui P_M pentru diferite turaţii, cu numărul de poli corespunzător frecvenţei de 50 Hz.

γ) *Tensiunea maximă admisibilă* U_M. Tensiunea medie dintre lamele este:

$$e_m = \frac{U_M}{k}\,2p, \tag{22.4}$$

unde k este numărul lamelelor colectorului.

Notând cu t_k pasul lamelelor colectorului se obţine:

$$k = \frac{2p\,\tau_k}{t_k} = \frac{v_k}{t_k \cdot n} = \frac{v_k}{t_k}\,\frac{p}{f}, \tag{22.5}$$

τ_k fiind pasul polar redus la colector, iar v_k viteza periferică a colectorului.

Din ecuaţiile (22.4) şi (22.5) se obţine:

$$U_M = \frac{v_k\,e_m}{2f\,t_k} = \frac{\tau_k}{t_k}\,e_m. \tag{22.6}$$

Introducând în ecuaţia (22.6) valorile admisibile se obţine valoarea lui U_M.

Apreciind viteza maximă admisibilă (în mod normal) a colectorului la 34 m/s, pasul minim admisibil la colector $t_k = 5$ mm şi valoarea maximă a tensiunii medii admisibile dintre lamele $e_m = 0{,}6\ e = 0{,}6 \cdot 27 = 16{,}2$ se obţine:

$$U_M = \frac{24 \cdot 1\,000 \cdot 16{,}2}{5} \cdot \frac{1}{2f} = 1\,100\,\frac{100}{2f}\,[\text{V}].$$

Pentru frecvenţa de 50 Hz, cea mai mare tensiune ce se poate obţine la comutatrice pe partea continuă este deci de 1 100 V.

S'au construit totuşi comutatrice până la 1 650 V la 50 Hz, luându-se produsul dintre viteza periferică şi tensiunea dintre lamele mai mare decât 34 · 16,2 şi pasul dela colector mai mic decât 5 mm.

Aceste comutatrice s'au dovedit a fi scumpe şi nu suficient de sigure; au necesitat chiar o întreţinere mai costisitoare. Din acest motiv pentru cazurile tensiunilor mai mari ca 1 100 V se recomandă soluţia a 2 comutatrice legate în serie.

Tensiunea pe partea continuă fiind invers proporţională cu frecvenţa, se poate merge peste 1 100 V dacă frecvenţa este sub 50 Hz.

La tensiuni continue mai mici, viteza periferică este mai mică, pasul la colector mai mare şi tensiunea medie dintre lamele poate fi aleasă mai mică, însă v_k se recomandă a nu fi mai mic decât 20 m/s, ceeace corespunde lui $\tau_k = 20$ cm, pentruca distanţa dintre periile colectorului să nu fie prea mică.

δ) *Solicitările electrice şi magnetice.* Solicitările magnetice, care intervin la comutatrice sunt cele obişnuite la maşina de curent continuu. Ele sunt în funcţie de diametrul rotorului în sensul că pentru diametre mai mici se iau solicitări mai mici ale întrefierului, iar pentru diametre mai mari solicitări mai mari.

Pentru diametre cuprinse între 100 şi 300 cm inducţia în întrefier este cuprinsă între 9 000 şi 10 500 gauşi.

La comutatricele cu pornire în asincron trebue să se ţină seamă ca forţa electromotoare indusă în bobina scurtcircuitată de perii în momentul pornirii, să nu fie prea mare şi anume să rămână sub 4 V.

Această valoare este presupusă când rotorul este în repaus şi fluxul are valoarea normală. La pornire, tensiunea este redusă şi cu aceasta şi fluxul. Cu oarecare aproximaţie se poate admite la 0,3 din valoarea normală. Din cauza cuplajului dintre flux şi bobina scurtcircuitată, la mersul normal între inele se va admite o tensiune de 4/0,3 = 13,3 V.

Pe această bază se obţine fluxul maxim admisibil pentru 50 Hz şi pornire în asincron*):

$$\Phi_M = \frac{13{,}3 \cdot 10^8}{4{,}44 f} = 0{,}06 \cdot 10^8 = 60 \cdot 10^5 \text{ [maxwelli]} \tag{22.7}$$

Pe de altă parte, din datele constructive ale maşinii rezultă:

$$\Phi = 0{,}62\ \tau\ l_i\ B_\delta = \frac{0{,}62\ e}{4\ pn} = 0{,}155 \frac{e}{f}\ 10^8. \tag{22.8}$$

Introducând în expresia (22.8) valoarea maximă admisibilă pentru $e = 27$ V se obţine:

$$\Phi = 0{,}155 \frac{27}{50} 10^8 = 84 \cdot 10^5 \text{ [maxwelli]},$$

deci un flux mai mare decât acela îngăduit de comutaţie la pornirea în asincron. In consecinţă valorile maxime obţinute cu formula (22.3) se referă la comutatricele cu altă pornire decât aceia asincronă. Pentru pornirea în asincron puterea maximă obţinută prin formula (22.3) mai trebue redusă în raportul 60/84.

Pe baza celor expuse mai sus se poate complecta tabela 4 cu valorile puterilor maxime P'_M în funcţie de turaţie, pentru care se pot construi comutatrice cu pornirea asincronă.

*) In cazul când în timpul pornirii nu se ridică periile.

Tabela 4. Puterile maxime ale comutatricelor
(pentru 50 Hz)

n = 1500	1 000	750	500	300	187,5	rot/m
P_M = 810	1 215	1 620	2 430	4 050	6 480	kW
P'_M = 580	870	1 160	1 740	2 900	4 630	kW
p = 2	3	4	6	10	16	

Observaţii. Datele acestei tabele sunt valabile pentru bobinaj buclat cu $w_b = 1$. Pentru alte bobinaje puterile maxime admisibile se reduc în raportul $\frac{a}{pw_b}$.

După ce s'au fixat dimensiunile indusului şi inducţia în întrefier, se determină pătura de curent la periferia rotorului întocmai ca la maşina de curent continuu.

Fiind deci fixate dimensiunile rotorului se calculează bobinajul indusului în modul următor:

Se calculează mai întâi pe baza încălzirii limită admisă, puterea maşinii de curent continuu cu dimensiunile, turaţia şi numărul de poli ale comutatricei şi se proiectează bobinajul pentru o tensiune egală cu tensiunea necesitată de comutatrice. Se notează cu I_c şi cu s_c curentul şi secţiunea conductorilor indusului aflată în acest mod.

Secţiunea conductorilor comutatricei va fi dată de formula

$$s = \frac{v_{max}\ I^2}{I_c^2}\ s_c, \tag{22.9}$$

unde I este curentul comutatricei, iar v_{max} se ia din tabela 3.

Pentru cazul special că indusul comutatricei a obţinut aceleaşi dimensiuni ca o maşină de curent continuu cu de $\sqrt{v_{max}}$ ori puterea comutatricei, atunci $I_c = \sqrt{v_{max}} \cdot I$, iar $s = s_c$. Dacă din contra s'au obţinut pentru comutatrice dimensiuni mai mari, atunci $s < s_c$ iar crestăturile pot fi mai scurt dimensionate.

Solicitările magnetice ale bobinajului de excitaţie sunt aceleaşi ca la maşina de curent continuu.

23. **Construcţia comutatricei.** Rotorul este identic cu acela al maşinii de curent continuu. Ca elemente constructive noi intervin inelele colectoare cu periile şi susţinătorul periilor. Pe lângă aceasta, de cele mai multe ori fiecare comutatrice este prevăzută la capătul arborelui cu un dispozitiv care provoacă un joc axial al rotorului, pentru a nu se forma şanţuri circulare în colector şi inelele colectoare, în special când se folosesc lagăre pe cuşineţi.

Când comutatricea este legată la tensiunea alternativă, ea are turaţia sincronă corespunzătoare şi excitaţia fixată pentru un anumit factor de putere. Dacă din anumite motive s'a deschis întrerupătorul de partea alternativă, şi comutatricea rămâne mai departe racordată la reţeaua de curent continuu, va fi antrenată ca motor de curent continuu şi dacă excitaţia este mică, se poate ajunge la o turaţie periculoasă. Pentru a se evita asemenea posibilităţi se prevede un întrerupător centrifugal care să deconecteze comutatricea. Intrerupătorul centrifugal este reglat să declanşeze la 1,1 din turaţia normală şi lucrează asupra întrerupătorului principal

de pe partea continuă. Dispozitivul pentru producerea jocului axial precum şi limitatorul de turaţie sunt montaţi împreună la capătul arborelui.

Pentru împiedicarea producerii arcului electric între perii, se prevăd pereţi izolanţi între susţinătorii de perii.

In cazul tensiunilor mici şi intensităţilor mari pe partea de curent continuu colectorul se execută din 2 sau 3 părţi.

Pentru a se obţine o uzură uniformă a colectorului, se recomandă ca un şir de perii să fie deplasat axial faţă de următorul de aceeaşi polaritate, astfel ca periile de cărbune ale şirului următor de aceeaşi polaritate să calce în spaţiul liber al periilor şirului precedent.

Tot astfel execuţia inelelor colectoare necesită o atenţie deosebită în cazul intensităţilor mari. Pentru ca lungimea axială a sistemului de inele colectoare să fie cât mai mică, periile acestora sunt distribuite pentru un inel numai pe o jumătate a acestuia, inelul următor având periile sale distribuite pe cealaltă jumătate, diametral opusă.

Legăturile inelelor colectoare cu bobinajul indusului alcătuesc legături echipotenţiale ale acestuia, dacă bineînţeles acestea sunt necesare. Din acest motiv comutatricele hexafazate nu mai sunt prevăzute deobicei cu legături echipotenţiale.

Intrefierul comutatricei se dimensionează mai mic decât acela al unei maşini de curent continuu, din cauză că deformarea câmpului este mai mică la comutatrice. Deoarece comutatricea este mult mai sensibilă la comutare decât generatorul de curent continuu, iar pierderile suplimentare cresc prin micşorarea întrefierului, nu se recomandă o micşorare prea pronunţată a acestuia.

Pentru cazul unui întrefier constant în sensul periferiei rotorului, mărimea lui este dată de formula:

$$\delta \cong 0{,}3 \frac{\tau A}{B_\delta} \text{ [cm]}, \tag{23.1}$$

unde τ = pasul polar în cm;

B_δ = inducţia în întrefier în gauşi;

A = pătura de curent la periferia rotorului în A/cm.

Dacă întrefierul este astfel dimensionat încât să se obţină o formă sinusoidală a curbei de tensiune, atunci valoarea întrefierului la mijlocul piesei polare poate fi luată după formula:

$$\delta = 0{,}2 \frac{\tau A}{B_\delta} \text{ [cm]}. \tag{23.2}$$

Mărimea întrefierului sub polul de comutaţie este dictată de mărimea păturii de curent a rotorului şi se recomandă a fi foarte larg dimensionată pentru a se putea reduce oscilaţiile curbei amperspirelor provenite din partea curentului alternativ.

Pentru comutatricea trifazată şi hexafazată, amperspirele polului de comutaţie pot fi, cu aproximaţie suficientă, luate egale cu amperspirele indusului adică

$$\theta_c \approx \tau A. \tag{23.3}$$

Din această relaţie precum şi din inducţia în întrefierul polului de comutaţie, rezultă mărimea întrefierului sub polul de comutaţie. Abstracţie făcând de comutatricele mici, întrefierul total al semicircuitului de comutaţie este în general cuprins între 20 şi 30 mm.

Execuţia electromagneţilor comutatricei nu se deosebeşte de aceea a maşinii de curent continuu. Dacă însă comutatricea este destinată să funcţioneze supraexcitat, atunci trebue prevăzute suficiente canale de ventilaţie în bobinajul polilor.

Aplicaţie: Comutatrice hexafazată cu generator sincron pentru reglaj prin tensiune adiţională. Ambele maşini montate pe ax comun. Generatorul sincron plasat între comutatrice şi inelele colectoare ale acesteia (v. § 17 β).

a) *Comutatricea*

1) *Date generale*

Puterea comutatricei	700/830 kW
Tensiunea continuă	220/260 V
Tensiunea alternativă pe fază	78/92 V
Intensitatea pe partea continuă	3 200 A
Intensitatea pe partea alternativă	1 510 A
Puterea generatorului sincron adiţional	120 kVA
Tensiunea adiţională	25 V
Intensitatea maximă	1 600 A
Frecvenţa	50 Hz
Turaţia	300 rot/min
Numărul de perechi de poli	$p = 10$

2) *Indusul*

Diametrul exterior	220 cm
Diametrul interior	170 cm
Lungimea totală a indusului	19 cm
Lungimea fierului indusului	14,4 cm
Numărul canalelor de ventilaţie	3 de câte 1,5 cm
Numărul de crestături	300
Dimensiunile crestăturii	8,8 × 26 mm
Numărul de conductori în crestătură	4
Dimensiunile conductorului	2,6 × 7,8 mm
Numărul de conductori	$N_2 = 1\,200$
Rezistenţa	0,00175 Ω
Bobinajul buclat cu $a = p = 10$	
Densitatea de curent liniară la periferia indusului	278 A/cm

3) *Colectorul*

Diametrul	132 cm
Numărul lamelelor	600
Numărul portperiilor	20
Numărul de cărbuni la o portperie	10
Secţiunea unei perii	1,6 × 3,2 = 5,1 cm²
Densitatea de curent	6,3 A/cm²

4) *Sistemul magnetic*

Intrefierul	9 mm
Fluxul unui pol	43·10⁶ maxwelli
Inducţia întrefier	6500 gauşi
Carcasa polilor, din fontă	
Secţiunea	500 cm²
Polii, din oţel turnat	
Secţiunea	380 cm²
Arcul polar	$\alpha = 24{,}5$ cm
Pasul polar	$\tau_p = 34{,}6$
Factorul de acoperire polar	0,71
Lungimea axială a piesei polare	18 cm
Spire pe fiecare pol	285
Dimensiunile sârmei de cupru	ø = 5 mm (neizolat)
Rezistenţa bobinajului de excitaţie	4,8 Ω

b) *Generatorul adiţional*

5) *Indusul*

Diametrul	104,7 cm
Diametrul interior	90 cm
Intrefierul	4,5 mm
Lungimea netă a fierului	22,9 cm
Numărul canalelor de ventilaţie	3 de câte 0,7 cm
Numărul de crestături	180
Numărul de crestături pe pol şi fază	3

Dimensiunile crestăturii	9,5 × 23 mm
Conductori în crestătură	2 (ambii în paralel)
Conductori în serie pentru o fază	12
Numărul circuitelor în paralel pe fiecare fază	5
Dimensiunile conductorului	3,5 × 18 mm blanc
Rezistenţa unei faze	0,0002 Ω

6) *Sistemul magnetic*

Diametrul interior al statorului	105,6 cm
Lăţimea polului	11 cm
Pasul polar	16,6 cm
Lungimea polului (piesei polare)	25 cm
Sâmburele polar { înălţime	17,2 cm
Sâmburele polar { lăţime	8 cm
Sâmburele polar { lungime axială	22 cm
Material: oţel turnat	
Jugul din fontă; secţiunea	270 cm²
Numărul de spire pe pol	560
Dimensiunile conductorului	2,5 × 3,5 mm
Rezistenţa bobinajului de excitaţie	18 Ω

C. Convertizorul în cascadă

24. **Execuţie şi modul de funcţionare.** Convertizorul în cascadă constă dintr'un motor asincron şi o maşină de curent continuu sau o comutatrice cuplate mecanic şi electric împreună. Fig. 16 arată schema de conexiuni. Bobinajul statoric al motorului asincron este legat prin bornele lui la reţeaua trifazată. Rotorul motorului posedă un număr de faze, 9, 12 sau mai multe, care pot fi scurtcircuitate în stea prin dispozitivul notat cu K. Aceste faze sunt racordate direct cu bobinajul indusului comutatricei, astfel încât câmpul învârtitor al comutatricei se roteşte în sens opus rotorului. Rotorii ambelor maşini sunt calaţi pe acelaşi arbore.

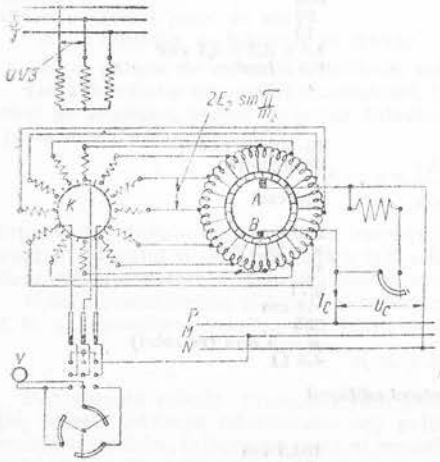


Fig. 16. Schema de principiu a unui convertizor în cascadă.

In schema din fig. 16 convertizorul în cascadă alimentează o reţea de curent continuu cu punte dublă.

Dacă se notează cu n turaţia agregatului, frecvenţa în rotorul motorului asincron este dată de expresia:

$$f_2 = (n_1 - n)\, p_A, \tag{24.1}$$

unde $n_1 = f_1 / p_A$ = turaţia sincronă, iar p_A = numărul de perechi de poli ai motorului asincron.

Turaţia sincronă a comutatricei va fi:

$$n = \frac{f_2}{p_C} = (n_1 - n)\frac{p_A}{p_C}, \tag{24.2}$$

în care p_C = numărul de perechi de poli ai comutatricei.

Comutatricea fiind calată pe acelaşi arbore cu motorul asincron, rezultă că turaţia sincronă a comutatricei este în acelaşi timp şi turaţia rotorului motorului asincron.

Din ecuaţia (24.2) se obţine:

$$n = n_1 \frac{p_A}{p_A + p_C} = \frac{f_1}{p_A + p_C}. \tag{24.3}$$

Se ştie din teoria maşinii asincrone că din puterea câmpului învârtitor al motorului, notată cu P_{cm}, o parte P_m este transmisă arborelui sub formă de energie mecanică, iar altă parte P_c trece în rotor sub formă de energie electrică, care mai poate fi folosită, după ce se vor fi scăzut din ea pierderile ohmice.

Puterea mecanică este proporţională cu turaţia rotorului, iar cea electrică transmisă rotorului este proporţională cu alunecarea s.

Cantitativ această repartiţie este dată de expresiile:

$$P_m = \frac{n}{n_1} P_{cm} \tag{24.4}$$

şi

$$P_c = s \cdot P_{cm} = \frac{n_1 - n}{n_1} P_{cm}. \tag{24.5}$$

Din formulele (24.3) şi (24.4) rezultă:

$$P_m = \frac{p_A}{p_A + p_C} P_{cm}, \tag{24.6}$$

iar din (24.3) şi (24.5)

$$P_c = \frac{p_C}{p_A + p_C} P_{cm}. \tag{24.7}$$

Motorul asincron lucrează, în ceeace priveşte puterea mecanică P_m pe care o transmite arborelui, ca motor şi antrenează comutatricea, care în acest caz funcţionează ca generator de curent continuu. In ceeace priveşte energia electrică transmisă rotorului, motorul asincron lucrează ca transformator al comutatricei cu care el este cuplat.

In concluzie $\frac{p_A}{p_A + p_C}$ din energia electrică a statorului motorului asincron este motorică, iar a $\frac{p_C}{p_A + p_C}$ parte este transformatorică, în timp ce maşina de curent continuu lucrează a $\frac{p_A}{p_A + p_C}$ parte ca generator de curent continuu, iar a $\frac{p_C}{p_A + p_C}$ parte ca comutatrice.

Dacă $p_A = p_C$ rezultă că repartiţia se face în raportul de 1/2.

25. **Tensiuni şi intensităţi.** Tensiunea indusă în statorul maşinii asincrone este dată de expresia:

$$E_1 = 4{,}44\, f_1\, w_1\, \xi_1\, \Phi, \tag{25.1}$$

iar tensiunea indusă în rotor de expresia:

$$E_2 = 4{,}44\, f_2 w_2 \xi_2 \Phi = 4{,}44\, f_1 w_2 \xi_2 \Phi s = 4{,}44\, f_1 w_2 \xi_2 \Phi \frac{p_C}{p_A + p_C} \tag{25.2}$$

unde w_1 şi w_2 înseamnă numărul spirelor legate în serie ale unei faze din bobinajul statorului respectic al rotorului, iar ξ_1 şi ξ_2 factori de bobinaj.

Pentru E_2/E_1 se poate deci scrie:

$$\frac{E_2}{E_1} = \frac{w_2 \xi_2}{w_1 \xi_1} \cdot \frac{p_C}{p_A + p_C}. \tag{25.3}$$

Tensiunea care alimentează comutatricea este, abstracţie făcând de pierderi, aceea indusă în rotorul motorului asincron, adică E_2, care reprezintă tensiunea unei faze a bobinajului rotorului.

La conectarea celor m_2 faze în stea, tensiunea cuplată aplicată în punctele de conectare ale bobinajului comutatricei este:

$$2\, E_2 \sin \frac{\pi}{m_2}. \tag{25.4}$$

Pentru obţinerea tensiunii pe partea continuă, se înmulţeşte această expresie cu raportul de transformare u al comutatricei, raport care este dat de formula (12.6) şi a cărui valoare în presupunerea $\Phi_s/\Phi_1 = 1$ este:

$$\sqrt{2}/\sin \frac{\pi}{m_2}. \tag{25.5}$$

Deci:

$$E_C = 2\, E_2 \sin \frac{\pi}{m_2} \frac{\sqrt{2}}{\sin \frac{\pi}{m_2}} = 2\sqrt{2}\, E_2. \tag{25.6}$$

Introducând valoarea lui E_2 din expresia (25.6) în formula (25.3) se obţine:

$$\frac{E_1}{E_c} = \frac{1\, w_1 \xi_1 (p_A + p_C)}{2\sqrt{2}\, w_2 \xi_2 p_C}. \tag{25.7}$$

Curentul continuu I_c pe care îl furnizează convertizorul în casacadă, este parţial furnizat de maşina de curent continuu ca comutatrice, iar parţial ca generator.

Curentul furnizat în calitate de comutatrice este:

$$I_c \frac{p_C}{p_A + p_C}. \tag{25.8}$$

Ştiind că

$$I_c' = \frac{I_c}{2a} \cdot \frac{p_A}{p_A + p_C}, \tag{25.9}$$

iar

$$I_a' = \frac{I_A}{a}$$

şi introducând aceste expresii în formula (13.5) se obţine, după ce s'a neglijat β_i şi ρ, iar $\Phi_1/\Phi_s' = 1$:

$$I_a = \frac{\sqrt{2}}{\cos\varphi\, m_2 \cdot \sin(\pi/m_2)} I_c \frac{p_C}{p_A + p_C}. \tag{25.10}$$

I_a reprezentând curentul alternativ care circulă în bobinajul comutatricei, iar cos φ factorul de putere în acest circuit.

Mărind excitaţia comutatricei, cos φ poate să devină egal cu 1 şi chiar să devină capacitiv, furnizând prin aceasta curentul de magnetizare direct în rotorul motorului asincron şi îmbunătăţind prin aceasta factorul de putere al întregei reţele, care alimentează convertizorul în cascadă.

26. Pierderile ohmice în indusul comutatricei. Pierderile ohmice în indusul maşinii de curent continuu se calculează la fel ca şi în cazul comutatricei, numai că în cazul convertizorului în cascadă ele sunt mai mari, deoarece o parte din curentul continuu este produsă de maşină funcţionând ca generator, antrenat de motorul de inducţie.

27. Reglajul tensiunii. Tensiunea convertizorului în cascadă se poate regla prin variaţia excitaţiei maşinii de curent continuu. Fenomenul care are loc este acelaşi ca al unei comutatrice simple căreia i s'a intercalat pe partea alternativă bobine de reactanţă. Rolul bobinelor îl joacă, în cazul convertizorului în cascadă, scăpările magnetice din statorul şi rotorul motorului asincron. Tensiunea pe partea continuă creşte şi scade împreună cu excitaţia. In acest mod se poate obţine un reglaj de până la 10%. Un reglaj de tensiune în limite mai mari se obţine prin utilizarea polilor despicaţi, sau printr'o maşină sincronă adiţională, al cărei indus este intercalat între rotorul maşinii asincrone şi indusul de curent continuu. Maşina adiţională sincronă este şi ea calată pe acelaşi arbore şi are acelaşi număr de poli ca şi maşina de curent continuu.

28. Pornirea. Pentru pornire se conectează mai întâi statorul maşinii asincrone la reţea, ea primind numai curentul de magnetizare. Se conectează 3 faze ale bobinajului rotorului, care sunt decalate cu 120°, cu rezistenţa de pornire (fig. 16) şi convertizorul începe să se învârtească. La atingerea unei anumite turaţii maşina de curent continuu începe să se excite. Curenţii alternativi produşi de indusul maşinii de curent continuu circulă prin bobinajul rotorului maşinii asincrone şi prin rezistenţa de pornire. In bobinajul rotorului maşinii asincrone se suprapun curenţii induşi de stator cu aceia menţionaţi mai sus.

Frecvenţa curenţilor proveniţi din maşina de curent continuu creşte cu turaţia, pe când aceea a curenţilor induşi de stator scade cu turaţia.

Motorul asincron are tendinţa să atingă turaţia sincronă corespunzătoare numărului de poli $2p_A$. In agregatul convertizorului în cascadă el merge însă cu o turaţie mai joasă şi anume acceea corespunzătoare numărului de poli $2p_A + 2p_C$. Motorul asincron merge deci peste această turaţie. După ce maşina de curent continuu s'a excitat normal, turaţia scade din nou. Un voltmetru branşat între inelele colectoare arată pulsaţia curenţilor ce se interferează în bobinajul rotorului. Pe măsură ce turaţia convertizorului se apropie de turaţia de serviciu, oscilaţiile devin din ce în ce mai încete. In momentul când arătătorul voltmetrului trece prin 0, se pot scurtcircuita inelele colectoare. Printr'un dispozitiv K (fig. 16) se conectează fazele bobinajului rotorului în stea. Se ridică periile de pe inelele colectoare, iar convertizorul este branşat la reţeaua de curent continuu ca orice generator obişnuit.

Convertizorul în cascadă poate fi construit pentru tensiuni de până la 15 000 V.

29. Date constructive. Din punct de vedere al economiei de material se impune ca turaţia aleasă pentru convertizorul în cascadă să fie cât mai mare posibilă.

Din acest motiv este de dorit ca numărul de poli al motorului asincron să fie cât de mic. Acest lucru însă se loveşte, în special la puteri mai importante, de greutăţi foarte mari. Practica a arătat că este bine ca alegerea numărului de poli $2p_A$ ai motorului asincron să fie făcută după tabela:

$p_A =$	1	2	3	4	5	6
$P =$	0 – 20	20 – 300	300 – 600	500 – 1000	800 – 1 500	1 200 – 2 500 kW

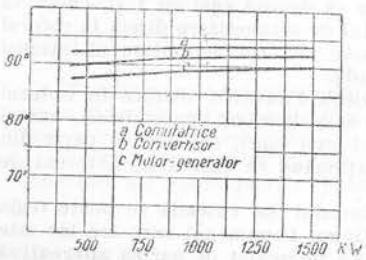


Fig. 17. Comparaţia randamentelor convertizorilor rotativi.

Pentru maşina de curent continuu se poate alege $p_A > p_C$ căci, cu cât va fi mai mare raportul p_A/p_C, cu atât mai mult va lucra convertizorul ca comutatrice şi cu atât mai mici vor fi dimensiunile.

Dacă p_C diferă prea mult de p_A, se ivesc dificultăţi la pornire care nu se mai produc în cazul

$$p_C = p_A.$$

Intensitatea pe suport de perii nu trebue să fie mai mare ca 600 A aşa că $p_C > I_C/600$.

Randamentul convertizorului în cascadă este cuprins între 0,8 — 0,94. Fig. 17 arată randamentele comparative ale celor trei feluri de convertizori examinaţi în acest capitol.

VII. MAŞINI DE CURENT ALTERNATIV CU COLECTOR

A. Maşini cu colector, monofazate

a) Generalităţi, rotorul cu colector în câmp alternativ

1. **Generalităţi.** Maşinile asincrone, trifazate sau monofazate, au caracteristica derivaţie, identică cu a motorului derivaţie de curent continuu, având însă faţă de acesta desavantajul că viteza lor nu este reglabilă decât prin mijloace neeconomice sau complicate. Prin adaptarea colectorului, maşinile de curent alternativ capătă însă proprietăţi în totul analoge cu ale maşinilor de curent continuu, atât în ce priveşte caracteristica de funcţionare (serie sau derivaţie), cât şi în ce priveşte reglajul vitezei. Cu toate acestea, maşinile cu colector de curent alternativ au o răspândire mult mai restrânsă decât celelalte tipuri de maşini, deoarece, datorită construcţiei lor mai complicate, siguranţa în exploatare este mai redusă, iar costul lor depăşeşte cu mult costul unor maşini obişnuite de putere egală.

Maşinile cu colector, monofazate, sunt constituite dintr'un rotor cu colector, asemănător indusului maşinilor de curent continuu, şi dintr'un stator executat fie cu poli aparenţi, ca la maşinile de curent continuu, fie cu bobinajul repartizat în crestături.

Trebue însă menţionat că colectorul acestor maşini are aceeaşi construcţie ca şi la maşinile de curent continuu, principiul lui fiind asemănător cu principiul colectorului primului motor electric, construit în 1834 de fizicianul rus Jacobi, motor de curent continuu cu colector, alimentat dela o baterie.

Deşi în aparenţă maşinile cu colector monofazate sunt asemănătoare maşinilor de curent continuu, există între ele o mare diferenţă din punct de vedere al funcţionării. La maşinile de curent continuu, circuitul magnetic fiind străbătut de un flux constant, în bobinajele rotorului nu se produc decât forţe electromotoare de inducţie, datorită mişcării de rotaţie. La maşinile cu colector, monofazate, rotorul fiind străbătut de un flux alternativ, pe lângă forţele electromotoare de rotaţie, în bobinaj se induc şi forţe electromotoare pe cale statică, identice cu cele produse în bobinajele unui transformator.

Atât forţele electromotoare de rotaţie, cât şi forţele electromotoare statice, intervin în funcţionarea maşinilor sub două aspecte diferite.

Forţele electromotoare obţinute la perii determină caracteristicele de funcţionare ale maşinilor, iar forţele electromotoare localizate în spirele scurtcircuitate de perii determină producerea scânteilor la colector.

Prin diversitatea modului cum sunt combinate şi folosite, forţele electromotoare, statică şi de rotaţie, obţinute între perii, s'au realizat numeroase tipuri de maşini cu colector, monofazate.

Toate aceste maşini funcţionează în mod normal ca motoare, nefiind utilizate ca generatori decât în mod excepţional, şi anume în caz de frânare. In cele de

mai jos sunt prezentate următoarele tipuri de motoare cu colector, monofazate, care sunt mai cunoscute:

Motorul monofazat serie
Motorul universal
Motorul cu repulsie cu un bobinaj statoric şi cu perii diametrale
Motorul cu repulsie cu un bobinaj statoric şi cu perii cu pas scurtat
Motorul cu repulsie cu un bobinaj statoric şi cu dublu rând de perii
Motorul cu repulsie cu două bobinaje statorice
Motorul cu repulsie compensat
Motorul cu repulsie Benedikt
Motorul cu repulsie monofazat, derivaţie.

Din cauza fluxului alternativ, maşinile cu colector monofazate au statorul construit din tole, ca şi rotorul.

Ele sunt, în general, prevăzute cu poli (bobinaje) de comutaţie şi cu bobinaje de compensaţie.

2. **Forţa electromotoare statică şi cea de rotaţie, induse într'o spiră în mişcare.** Intr'o maşină electrică, valoarea φ_α a fluxului inductor care străbate o spiră a rotorului, poate fi pusă sub forma:

$$\varphi_\alpha = mi,$$

în care m reprezintă valoarea variabilă a inductanţei mutuale între bobinajul inductor şi spira rotorului, iar i este curentul inductor.

Forţa electromotoare ε [1]), indusă în spira în mişcare, este dată de relaţia:

$$\varepsilon = -\frac{d\varphi_\alpha}{dt} = -\frac{d(mi)}{dt} = -\left(i\frac{dm}{dt} + m\frac{di}{dt}\right).$$

Din această relaţie rezultă că variaţia fluxului d (mi) şi, în consecinţă, producerea forţei electromotoare de inducţie poate fi realizată pe două căi diferite:

— prin variaţia inductanţei mutuale $\frac{dm}{dt}$, rezultând din deplasarea spirei în raport cu fluxul inductor, datorită mişcării de rotaţie, constituind *forţa electromotoare de rotaţie*;

— prin variaţia curentului inductor $\frac{di}{dt}$, datorită caracterului său alternativ, constituind *forţa electromotoare statică*.

In cazul maşinilor excitate în curent continuu, curentul inductor i fiind constant, $\frac{di}{dt} = 0$, şi deci, forţa electromotoare indusă se reduce la forţa electromotoare de rotaţie.

In cazul transformatorilor statici, m fiind constant, $\frac{dm}{dt} = 0$, şi forţa electromotoare indusă se reduce la forţa electromotoare statică.

In cazul maşinilor cu colector, monofazate, variaţia fluxului fiind produsă atât prin mişcarea rotorului, cât şi prin variaţia curentului inductor, în spire ia naştere atât o forţă electromotoare de rotaţie, cât şi o forţă electromotoare statică.

[1]) Notaţia ε pentru forţa electromotoare nu este obişnuită. A fost totuşi adoptată pentru forţa electromotoare indusă în spire în scopul de a evita complicarea notaţiilor prin indici numeroşi.

Pentru simplificare, se va considera că rotorul este în formă de inel bipolar (fig. 1) şi că, curentul inductor este sinusoidal, de forma:

$$i = \sqrt{2}\, I \cos \omega t.$$

Dacă repartizarea fluxului în întrefier este sinusoidală, atunci valoarea fluxului prin spiră este:

$$\varphi_\alpha = \frac{\varphi}{2} \cos \alpha = i M \cos \alpha,$$

în care φ reprezintă valoarea instantanee a fluxului inductor total, M reprezintă valoarea maximă a inductanţei mutuale (corespunzând spirei aflate pe axa neutră, iar α este unghiul pe care-l face axa fluxului inductor cu normala pe planul spirei, deci:

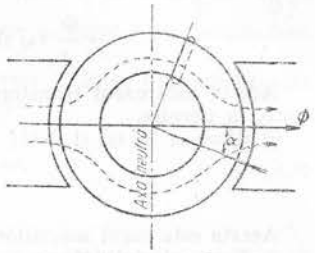


Fig. 1. Spira rotindu-se în fluxul inductor.

$$m = M \cos \alpha$$

iar

$$\varphi_\alpha = \sqrt{2}\, IM \cos \alpha \cos \omega t.$$

Pentru o spiră în mişcare, unghiul α fiind variabil în timp, valoarea forţei electromotoare induse în spiră va fi:

$$\varepsilon = -i\frac{dm}{dt} - m\frac{di}{dt} = \sqrt{2}\, M I \left(\omega \cos \alpha \sin \omega t + \frac{d\alpha}{dt} \sin \alpha \cos \omega t\right). \quad (2.1)$$

Dacă se notează cu $\Phi = 2\sqrt{2}\, MI$ valoarea maximă a fluxului maşinii şi cu ω' viteza unghiulară a rotorului, rezultă:

$$\alpha = \omega' t; \quad \text{sau} \quad \frac{d\alpha}{dt} = \omega'$$

şi, în consecinţă:

$$\varepsilon = \frac{\Phi}{2} \omega \cos \omega' t \sin \omega t + \frac{\Phi}{2} \omega' \sin \omega' t \cos \omega t:$$

sau [1]):

$$\varepsilon = \frac{\Phi}{4} (\omega + \omega') \sin (\omega + \omega') t + \frac{\Phi}{4} (\omega - \omega') \sin (\omega - \omega') t. \quad (2.2)$$

Rezultă deci că forţa electromotoare indusă în *spira în mişcare*, având o valoare egală cu suma a două funcţii sinusoidale de pulsaţii diferite $\omega + \omega'$ şi $\omega - \omega'$ nu este, în general, sinusoidală, chiar dacă fluxul are repartiţie sinusoidală.

Legând capetele spirei la două inele colectoare montate pe axul rotorului, se poate culege forţa electromotoare nesinusoidală dată de relaţia (2.2).

Ea devine sinusoidală în următoarele cazuri particulare:

α) Când $\omega = 0$, şi deci:

$$\varepsilon = \frac{\Phi}{4} [\omega' \sin \omega' t - \omega' \sin (-\omega' t)] = \frac{\Phi}{2} \omega' \sin \omega' t.$$

[1]) Acelaşi rezultat se poate obţine dacă se consideră că fluxul inductor alternativ $\frac{\Phi}{2} \cos \omega t$ ar fi descompus în două fluxuri învârtitoare, de amplitudine constantă $\frac{\Phi}{4}$, având vitezele $+\omega$ şi $-\omega$. Cum spira se roteşte cu viteza ω', în ea se vor induce două forţe electromotoare suprapuse, una $\frac{\Phi}{4} (\omega + \omega') \sin (\omega + \omega') t$, şi alta $\frac{\Phi}{4} (\omega - \omega') \sin (\omega - \omega') t$.

Acesta este cazul maşinilor de curent continuu cu câmp radial cu repartiţie sinusoidală, la care forţele electromotoare induse în spirele în mişcare sunt alternative sinusoidale şi au o pulsaţie care corespunde vitezei de rotaţie.

β) Când $\omega' = 0$, şi deci:

$$\varepsilon = \frac{\Phi}{4}(\omega \sin \omega t + \omega \sin \omega t) = \frac{\Phi}{2}\omega \sin \omega t.$$

Acesta este cazul transformatorilor statici şi al maşinilor cu colector, monofazate, la pornire.

γ) Când $\omega' = \omega$, şi deci:

$$\varepsilon = \frac{\Phi}{2}\omega \sin 2\omega t.$$

Acesta este cazul maşinilor cu colector, monofazate, funcţionând la sincronism.

3. **Forţa electromotoare statică şi cea de rotaţie, induse în spirele care trec printr'o poziţie dată din spaţiu.** In cele ce urmează se vor urmări în mişcarea lor spirele care trec în dreptul unei poziţii date în spaţiu şi se va determina variaţia forţei electromotoare induse în diferitele spire care se succed în această poziţie.

Conform relaţiei (2.1), valoarea forţei electromotoare induse într'o spiră în mişcare este:

$$\varepsilon = \frac{\Phi}{2}\left(\omega \cos \alpha \sin \omega t + \frac{d\alpha}{dt} \sin \alpha \cos \omega t\right).$$

Ţinând seama că $\frac{d\alpha}{dt} = \omega'$ şi că poziţiei date OA în spaţiu îi corespunde unghiul constant $\alpha = \alpha_1$ (fig. 2), forţa electromotoare ε' care se induce în spirele ce se succed prin poziţia OA, are expresia:

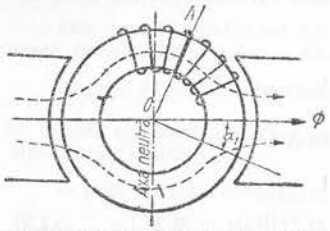


Fig. 2. Spirele trecând prin poziţia dată OA.

$$\varepsilon' = \frac{\Phi}{2}(\omega \cos \alpha_1 \sin \omega t + \omega' \sin \alpha_1 \cos \omega t). \quad (3.1)$$

Rezultă că în compunerea forţei electromotoare ε' intervin două forţe electromotoare, ε'_r şi ε'_s, anume:

$$\varepsilon'_r = \frac{\Phi}{2}\omega' \sin \alpha_1 \cos \omega t = \frac{\Phi}{2}\omega' \cos\left(\alpha_1 - \frac{\pi}{2}\right)\cos \omega t, \quad (3.2)$$

reprezentând forţa electromotoare de rotaţie, şi

$$\varepsilon'_s = \frac{\Phi}{2}\omega \cos \alpha_1 \sin \omega t = \frac{\Phi}{2}\omega \cos \alpha_1 \cos\left(\omega t - \frac{\pi}{2}\right), \quad (3.3)$$

reprezentând forţa electromotoare statică.

Din această relaţie rezultă că, atât forţa electromotoare de rotaţie, cât şi cea statică, cum şi cea rezultantă, *corespunzând unei poziţii date în spaţiu*, sunt funcţii sinusoidale în timp, de pulsaţie ω, ca şi curentul inductor.

Amplitudinea lor depinde de unghiul α_1, iar faza lor în timp este aceeaşi pentru toate poziţiile (independentă de valoarea unghiului α_1). Forţa electromotoare de rotaţie ε'_r este maximă în spirele al căror plan conţine axa fluxului $\left(\alpha_1 = \frac{\pi}{2}\right)$, iar forţa electromotoare statică este maximă în spirele al căror plan conţine axa neutră ($\alpha_1 = 0$).

Dacă se compară ecuaţia forţelor electromotoare (3.2) şi (3.3) cu ecuaţia fluxului corespunzător aceleiaşi poziţii [relaţia (3.4)]:

$$\varphi'_\alpha = mi = \frac{\Phi}{2}\cos \alpha_1 \cos \omega t, \quad (3.4)$$

se pot face următoarele constatări:

Forţa electromotoare statică corespunzătoare unei poziţii date este decalată în timp cu $\frac{\pi}{2}$ faţă de flux. Dimpotrivă, forţa electromotoare de rotaţie are în timp un decalaj nul faţă de flux.

In schimb, poziţiile de maximum şi de nul pentru forţa electromotoare de rotaţie sunt decalate cu $\frac{\pi}{2}$ faţă de poziţiile corespunzătoare ale fluxului, în timp ce poziţiile de maximum şi de nul pentru forţa electromotoare statică au un decalaj nul faţă de poziţiile corespunzătoare ale fluxului. Aceasta ar echivala cu a spune că forţa electromotoare statică este decalată în timp cu $\frac{\pi}{2}$, iar forţa electromotoare de rotaţie este decalată în spaţiu cu $\frac{\pi}{2}$ faţă de flux.

4. **Forţa electromotoare statică şi cea de rotaţie, obţinute la perii.** Forţa electromotoare obţinută la două perii plasate diametral pe colectorul maşinii de curent monofazat, poate fi considerată ca rezultând din totalizarea forţelor electromotoare statice şi de rotaţie induse la un moment dat în spirele unei căi de curent. Este util să se determine separat forţa electromotoare de rotaţie la perii (e_r) egală cu suma forţelor electromotoare de rotaţie din spire — şi separat forţa electromotoare statică la perii (e_s) — deasemeni egală cu suma forţelor electromotoare statice din spire.

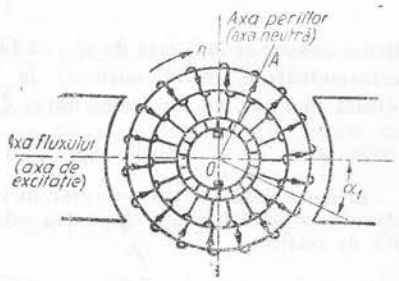


Fig. 3. Obţinerea forţei electromotoare de rotaţie la perii.

Forţa electromotoare de rotaţie, e_r. După cum se vede în fig. 3, în spirele din dreapta axei neutre a rotorului, datorită mişcării de rotaţie, se produce o scădere a fluxului prin spire, deci forţele electromotoare de rotaţie din aceste spire sunt pozitive; în spirele din stânga axei neutre producându-se o creştere a fluxului, forţele electromotoare de rotaţie sunt negative.

In consecinţă, forţa electromotoare de rotaţie la perii are valoarea maximă atunci când axa periilor coincide cu axa neutră a maşinii — sau altfel spus —

atunci când axa lor este decalată cu $\frac{\pi}{2}$ faţă de axa fluxului, deoarece în acest caz toate forţele electromotoare însumate au acelaşi sens.

Dimpotrivă, dacă axa periilor coincide cu axa fluxului, într'o cale de curent forţele electromotoare de rotaţie dintr'un sfert de indus sunt de sens contrar cu cele din celălalt sfert şi, în consecinţă, forţa electromotoare la perii este nulă.

In cele ce urmează se va presupune că axa periilor coincide cu axa neutră a maşinii.

După cum s'a arătat anterior, la momentul t, forţele electromotoare induse în spirele unei căi de curent nu sunt egale. Forţa electromotoare de rotaţie are valoarea maximă în spira al cărei plan coincide cu axa fluxului $\left(\alpha_1 = \frac{\pi}{2}\right)$ şi această valoare maximă este:

$$\varepsilon'_{rM} = \omega' \frac{\Phi}{2} \cos \omega t.$$

Dacă şi în celelalte spire forţele electromotoare de rotaţie ar avea valoarea ε'_{rM} de mai sus, forţa electromotoare de rotaţie obţinută la perii, e_{rM}, ar fi egală cu numărul w de spire în serie într'o cale de curent, înmulţit cu forţa electromotoare ε'_{rM}. In această ipoteză forţa electromotoare de rotaţie la perii ar avea valoarea:

$$e_{rM} = w\, \varepsilon'_{rM} = w\omega' \frac{\Phi}{2} \cos \omega t. \qquad (4.1\ a)$$

Datorită însă repartiţiei sinusoidale a fluxului în raport cu diferitele poziţii ale spirelor, valoarea forţelor electromotoare este, după cum s'a văzut din relaţia (3.2):

$$\varepsilon'_r = \omega' \frac{\Phi}{2} \sin \alpha_1 \cos \omega t,$$

adică o valoare redusă faţă de ε'_{rM} cu factorul $\sin \alpha_1$, astfel încât şi valoarea forţei electromotoare e_r efectiv obţinute la perii va fi redusă faţă de valoarea e_{rM} indicată mai sus, cu un factor notat ξ_r, adică:

$$e_r = e_{rM}\, \xi_r \quad ; \qquad \xi_r < 1. \qquad (4.1\ b)$$

In consecinţă pentru un rotor în inel bipolar, forţa electromotoare de rotaţie obţinută la două perii, a căror axă este perpendiculară pe axa fluxului, va fi dată de relaţia:

$$e_r = \sum_{\alpha_1=0}^{\alpha_1=\pi} \varepsilon'_r = \sum_{\alpha_1=0}^{\alpha_1=\pi} \omega' \frac{\Phi}{2} \cos \omega t \sin \alpha_1,$$

sau ţinând seamă de relaţia (4.1 a):

$$e_r = w\omega' \frac{\Phi}{2} \cos \omega t \sum_{\alpha_1=0}^{\alpha_1=\pi} \frac{\sin \alpha_1}{w} = e_{rM} \sum_{\alpha_1=0}^{\alpha_1=\pi} \frac{\sin \alpha_1}{w}. \qquad (4.1\ c)$$

Comparând relaţiile (4.1 b) şi (4.1 c) şi ţinând seamă că dacă $\Delta\alpha$ este unghiul dintre două spire învecinate, se poate scrie $\Delta\alpha = \frac{\pi}{w}$, precum şi de faptul că, pentru un bobinaj rotoric cu un număr mare de spire $\Delta\alpha = d\alpha$, deci $\frac{1}{w} = \frac{d\alpha}{\pi}$, se deduce că factorul ξ_r are valoarea:

$$\xi_r = \sum_{\alpha_1=0}^{\alpha_1=\pi} \frac{\sin \alpha_1}{w} = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} \sin \alpha\, d\alpha = \frac{2}{\pi} = 0{,}637.$$

Acest coeficient de reducere reprezintă factorul de repartizare al bobinajului şi are valoarea de mai sus în cazul când periile sunt electric diametral opuse. In cazul bobinajului cu pas diametral, când factorul de pas scurtat are valoarea $\xi_s = 1$, el reprezintă chiar factorul de bobinaj ξ.

Valoarea forţei electromotoare obţinute la perii devine:

$$e_r = \frac{2}{\pi} w\omega' \frac{\Phi}{2} \cos \omega t. \qquad (4.1)$$

Ea este deci sinusoidală, este în fază sau în opoziţie de fază cu fluxul (după cum $\omega' \gtrless 0$) şi este proporţională cu viteza rotorului, cu numărul de spire şi cu factorul de bobinaj.

In cazul maşinilor de curent continuu, $\cos \omega t = 1$, $\omega' = 2\pi n/60$ şi $w = N/2$, în care N reprezintă numărul total de conductori activi. Inlocuind aceste valori în expresia (4.1), se găseşte valoarea cunoscută:

$$E = \frac{Nn\Phi}{60}.$$

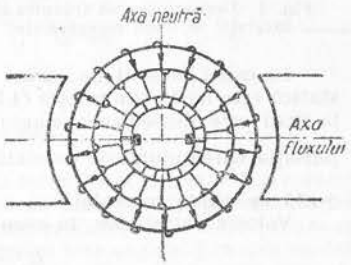


Fig. 4. Obţinerea forţei electromotoare statice la perii.

Verificarea relaţiei (4.1) la maşina de curent continuu se face şi pentru construcţia cu rotorul în tobă, deoarece în acest caz valoarea fluxului maxim care străbate o spiră este Φ, iar numărul de spire în serie este $w = N/4$.

Valoarea eficace a forţei electromotoare de rotaţie obţinute la periile unei maşini de curent monofazat cu rotor în tobă, cu p perechi de poli şi w spire în serie într'o cale de curent, va fi:

$$E_r = \frac{1}{\sqrt{2}} \frac{2}{\pi} w \frac{2\pi n}{60} p\, \Phi\, 10^{-8} = 2\sqrt{2}\, w \frac{pn}{60} \Phi\, 10^{-8} \ \text{[V]}. \qquad (4.2)$$

Forţa electromotoare statică, e_s. După cum se arată în fig. 4, toate spirele care ocupă diferitele poziţii din jumătatea superioară a maşinii fiind străbătute de fluxul alternativ inductor prin aceeaşi faţă, sunt sediul unor forţe electromotoare statice de un sens; toate spirele din jumătatea inferioară fiind străbătute de flux prin faţa opusă, sunt sediul unor forţe electromotoare statice de sens contrar.

In consecinţă, valoarea forţei electromotoare statice la perii este maximă atunci când axa periilor coincide cu axa fluxului, deoarece forţele electromotoare din spirele cuprinse între perii au acelaşi sens; ea este nulă atunci când axa periilor

este decalată cu $\frac{\pi}{2}$ faţă de axa fluxului, deoarece în acest caz forţele electromotoare din spirele cuprinse între perii sunt două câte două egale şi de sens contrar.

Pe baza aceloraşi consideraţii ca şi în cazul forţei electromotoare de rotaţie, se poate stabili şi expresia forţei electromotoare statice e_s obţinute la perii:

$$e_s = \sum_{\alpha_1=-\frac{\pi}{2}}^{\alpha_1=\frac{\pi}{2}} \varepsilon'_s = \sum_{\alpha_1=-\frac{\pi}{2}}^{\alpha_1=\frac{\pi}{2}} \omega \frac{\Phi}{2} \sin \omega t \cos \alpha_1 =$$

$$= w\omega \frac{\Phi}{2} \sin \omega t \cdot \frac{1}{\pi} \int_{-\frac{\pi}{2}}^{+\frac{\pi}{2}} \cos \alpha \, d\alpha.$$

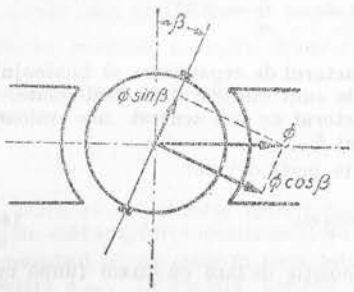


Fig. 5. Descompunerea fluxului de excitaţie în două componente.

Deci,

$$e_s = \frac{2}{\pi} \omega w \frac{\Phi}{2} \sin \omega t, \tag{4.3}$$

în care $\frac{2}{\pi}$ reprezintă factorul de bobinaj.

In cazul maşinii de curent continuu, $\sin \omega t = 0$, deci forţa electromotoare statică este nulă. Din relaţia (4.3) rezultă că forţa electromotoare statică obţinută la perii este deasemenea sinusoidală, este proporţională cu numărul de spire şi cu pulsaţia curentului, este decalată cu $\frac{\pi}{2}$ în urma fluxului inductor şi este independentă de viteza rotorului.

Valoarea ei eficace, în cazul rotorului în tobă, este:

$$E_s = 2\sqrt{2}\, wf\, \Phi\, 10^{-8} \text{ [V]}, \tag{4.4}$$

în care f este frecvenţa curentului inductor.

Forţele electromotoare statică şi de rotaţie obţinute la perii au aceeaşi frecvenţă f, cea de rotaţie este în fază cu fluxul şi este proporţională cu viteza de rotaţie, cea statică este decalată cu $\frac{\pi}{2}$ în urma fluxului şi este complect independentă de viteza rotorului.

Cazul general. In cazul când periile sunt calate pe o direcţie oarecare, făcând unghiul β (fig. 5) cu axa neutră, valoarea forţei electromotoare e_β obţinute la perii va fi dată de expresia:

$$e_\beta = \sum_{\alpha_1=-\beta}^{\alpha_1=\pi-\beta} \varepsilon' = \sum_{\alpha_1=-\beta}^{\alpha_1=\pi-\beta} \frac{\Phi}{2} (\omega' \cos \omega t \sin \alpha_1 + \omega \sin \omega t \cos \alpha_1) =$$

$$= w\omega' \frac{\Phi}{2} \cos \omega t \sum_{\alpha_1=-\beta}^{\alpha_1=\pi-\beta} \frac{\sin \alpha_1}{w} + w\omega \frac{\Phi}{2} \sin \omega t \sum_{\alpha_1=-\beta}^{\alpha_1=\pi-\beta} \frac{\cos \alpha_1}{w} =$$

$$= \frac{2}{\pi} w\omega' \frac{\Phi}{2} \cos \omega t \cos \beta + \frac{2}{\pi} w\omega \frac{\Phi}{2} \sin \omega t \sin \beta.$$

Deci:

$$e_\beta = e_r \cos \beta + e_s \sin \beta.$$

Aceste relaţii arată că, în acest caz, fluxul inductor Φ se poate descompune în două componente: una, Φ cos β, *perpendiculară pe axa periilor* şi care produce forţa electromotoare de rotaţie, alta Φ sin β, *dirijată după axa periilor* şi care produce forţa electromotoare statică.

5. **Cuplul.** Din fig. 6*a* se poate constata că forţele electromagnetice produse între fluxul inductor Φ şi curenţii care străbat conductorii rotorului trecând prin două perii plasate pe axa polilor, sunt dirijate în sens opus, iar rezultantele lor sunt egale şi direct opuse, astfel încât nu determină niciun cuplu.

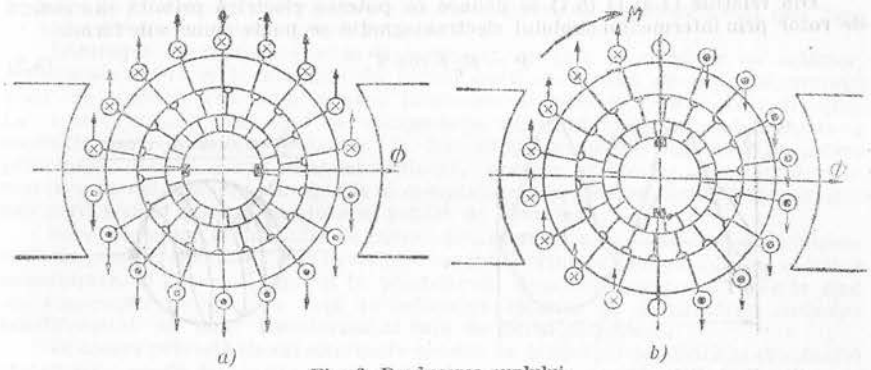


Fig. 6. Producerea cuplului.

Dimpotrivă, forţele electromagnetice produse între fluxul inductor Φ şi curenţii care străbat conductorii rotorului trecând prin două perii plasate pe axa neutră, sunt dirijate în sens opus, dar rezultantele lor sunt decalate, astfel încât produc un cuplu rezultant (fig. 6 *b*). In cazul când axa periilor face unghiul β cu axa neutră, în producerea cuplului intervine numai componenta Φ cos β normală pe axa periilor (fig. 5).

Expresia cuplului: $M = \frac{EI}{9{,}81} \cdot \frac{60}{2\pi n} = \frac{10^{-8}}{2\pi\, 9{,}81} \frac{p}{a} \Phi N I$ [kgf·m] cunoscută din studiul maşinii de curent continuu, este valabilă şi pentru maşinile cu colector monofazate, aplicându-se valorilor instantanee ale curentului şi ale fluxului. Dacă valorile instantanee ale acestor mărimi, sunt $i = \sqrt{2}\, I \sin \omega t$ şi $\varphi = \Phi \sin(\omega t - \Psi)$ în care Ψ este decalajul dintre curentul i în rotor şi fluxul inductor, valoarea instantanee a cuplului devine:

$$M(t) = \frac{10^{-8}\sqrt{2}}{2\pi\, 9{,}81} \frac{p}{a} N \Phi I \sin \omega t \sin(\omega t - \Psi) \cos \beta.$$

Ea este o funcţie periodică, care, ca şi puterea în curent alternativ, are pulsaţia 2ω (fig. 7), valoarea sa medie fiind:

$$M = \frac{1}{T} \int_0^T M(t)\, dt = \frac{10^{-8}}{2\sqrt{2}\, \pi\, 9{,}81} \frac{p}{a} N \Phi I \cos \beta \cos \Psi \text{ [kgf·m]}. \tag{5.1}$$

Deşi cuplul este o funcţie pulsatorie, nu se produc totuşi variaţii în viteza motorului: se pot produce în schimb vibraţii mecanice şi sgomote.

În cazul maşinilor cu excitaţie serie, curentul în inductor este acelaşi cu cel din rotor, $\Psi \simeq 0$, şi cum periile sunt calate pe axa neutră, $\beta = 0$, astfel încât cuplul are valoarea maximă.

Făcând o comparaţie între maşina de curent continuu şi maşina de curent alternativ cu colector (în ipoteza $\beta = 0$), fluxul având în ambele maşini aceeaşi amplitudine limitată de saturaţie şi pentru o valoare egală a pierderilor Joule-Lenz, se constată că cuplul maşinii de curent alternativ, deci factorul ei de utilizare este redus în raportul $\frac{\cos \Psi}{\sqrt{2}}$.

Din relaţiile (4.2) şi (5.1) se deduce că puterea electrică primită sau cedată de rotor prin intermediul cuplului electromagnetic se poate pune sub forma:

$$P = E_r I \cos \Psi. \tag{5.2}$$

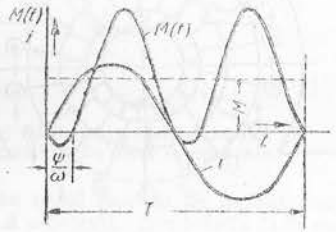


Fig. 7. Variaţia în timp a cuplului, la maşinile monofazate.

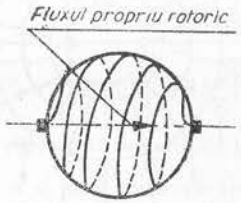


Fig. 8. Reacţiunea indusului.

6. **Bobinajul de compensaţie.** Bobinajul rotorului unui motor cu colector monofazat, fiind străbătut de curent, se comportă ca o bobină a cărei axă coincide cu axa periilor (fig. 8), producând un flux alternativ dirijat după această axă.

Atât fluxul rotorului, cât şi fluxul statorului, prin efectul de autoinducţie pe care-l exercită asupra bobinajelor respective, ar provoca un decalaj important între tensiunea la borne U şi curentul absorbit I, deci ar determina un factor de putere redus, dacă efectul de inducţie nu ar fi micşorat prin mijloace speciale.

În ceeace priveşte rotorul, reducerea efectului de autoinducţie se realizează aproape integral cu ajutorul unui circuit compensator, care poate anula fluxul rotorului, fără a influenţa cuplul.

Posibilitatea de a anula fluxul rotorului constitue o proprietate specifică maşinilor cu colector, atât de curent continuu, cât şi de curent alternativ monofazat.

Într'adevăr, la maşinile cu colector, direcţia fluxului rotoric este complect independentă de direcţia fluxului statoric (inductor) şi coincide întotdeauna cu direcţia axei periilor.

Dacă se creează un flux statoric de compensaţie după această direcţie, adică un flux egal şi opus fluxului rotoric, el poate anula fluxul rotorului din punctul de vedere al efectului de autoinducţie, fără a influenţa asupra producerii cuplului.

Într'adevăr, efectul rezultant produs de fluxul rotoric şi de fluxul de compensaţie este egal cu suma efectelor produse de fiecare dintre aceste fluxuri. Atât fluxul rotoric, cât şi fluxul de compensaţie produc în spirele rotorului forţe electromotoare de inducţie, ale căror valori fiind egale şi de sens contrar, efectul lor rezultant este nul, astfel încât din acest punct de vedere se realizează compensarea urmărită.

Din punct de vedere al cuplului se poate considera că cuplul produs de maşină este egal cu suma cuplurilor produse de acţiunea fluxului inductor şi a fluxului de compensaţie asupra amperspirelor rotorice. Acţiunea exercitată de fluxul inductor statoric asupra amperspirelor rotorului determină cuplulmotor al maşinii. Acţiunea fluxului de compensaţie asupra amperspirelor rotorului nu creează niciun cuplu, aşa cum se poate constata din fig. 6*a*.

La maşinile cu colector, monofazate, fluxul rotoric poate fi anulat printr'un bobinaj de compensaţie distribuit în crestături făcute în tolele statorului.

Axa magnetică a fluxului de compensaţie trebue să coincidă cu axa magnetică a fluxului rotoric, adică cu axa periilor, şi curba de repartizare a forţelor magnetomotoare de compensaţie pe periferia statorului trebue să corespundă cât mai bine cu curba forţelor magnetomotoare rotorice.

Bobinajul de compensaţie se foloseşte, în special, la maşinile cu colector, monofazate, serie şi la maşinile de curent continuu având de suportat variaţii mari de sarcină (motoare pentru laminoare şi pentru maşini de extracţie). La aceste maşini, bobinajul de compensaţie anulează forţa magnetomotoare a conductorilor rotoriei în proporţie de 70—80%, şi anume sub piesele polare principale. Restul forţei magnetomotoare, precum şi efectul forţelor electromotoare de autoinducţie din spirele în comutaţie, ca şi căderea de tensiune ohmică sub perii trebue anulate cu ajutorul polilor de comutaţie.

Spre deosebire de maşinile de curent continuu, la care bobinajul de compensaţie nu poate fi conectat decât în serie cu curentul principal, la maşinile cu colector monofazate, el poate fi legat şi în scurtcircuit, deoarece produce un număr egal de amperspire antagoniste faţă de bobinajul rotoric, ca şi circuitul secundar scurtcircuitat al unui transformator faţă de circuitul primar.

În ceeace priveşte fluxul alternativ produs de bobinajul de excitaţie (bobinajul statorului), acesta nu poate fi anulat, deoarece el constitue fluxul principal pe care se bazează producerea cuplului şi transmiterea puterii dela stator la rotor. La maşinile cu colector, monofazate, tip serie, pentru a se micşora inductanţa bobinajului statoric în vederea îmbunătăţirii factorului de putere, acest bobinaj este prevăzut cu un număr de spire cât mai redus. Pentru a se obţine valoarea necesară de flux în circuitul magnetic, se micşorează cât mai mult reluctanţa circuitului, adoptându-se un întrefier mic. Acest lucru este posibil, întrucât pericolul producerii unei puternice reacţiuni magnetice a rotorului este înlăturată prin anularea fluxului rotoric cu ajutorul circuitului de compensaţie.

7. **Comutaţia la maşinile cu colector, monofazate.** Comutaţia joacă un rol important atât în funcţionarea, cât şi în calculul şi construcţia maşinilor de curent continuu. În cazul maşinilor de curent alternativ însă, rolul comutaţiei este hotărîtor întrucât ea constitue elementul fundamental, atât în calcul şi construcţie, cât şi în funcţionare.

Această situaţie este determinată de condiţiile de comutaţie, care, în cazul maşinilor cu colector monofazate, sunt agravate într'o mare măsură. Într'adevăr, la aceste maşini, în spirele scurtcircuitate de perii, în afară de forţa electromotoare de autoinducţie rezultând din inversarea sensului curentului şi de forţa electromotoare de rotaţie (forţe electromotoare care există şi în cazul maşinii de curent continuu, intervine în plus o forţă electromotoare statică.

α) *Forţa electromotoare de inversare a curentului.* Forţa electromotoare de autoinducţie care ia naştere la inversarea curentului în spira scurtcircuitată, când aceasta trece pe sub perii, este analogă cu cea produsă la maşinile de curent continuu.

O deosebire importantă în comparaţie cu aceste maşini provine însă din faptul că rotorul fiind alimentat în curent alternativ, comutarea nu se face prin inversarea unei valori constante a curentului, ca la maşinile de curent continuu, ci prin inver-

sarea unei valori instantanee oarecare a curentului alternativ. In fig. 9 se arată modul în care se face comutarea curentului alternativ la o viteză constantă a rotorului, într'o spiră oarecare, în momentul trecerilor succesive în dreptul periilor.

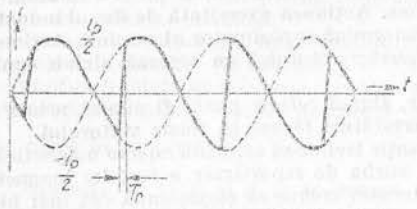


Fig. 9. Variaţia curentului în spirele ce comutează.

Se constată că, în anumite momente, inversarea curentului se face pentru valori reduse ale curentului, iar în alte momente, pentru valoarea maximă a acestuia, variaţia de curent în spiră fiind în orice moment egală cu valoarea curentului în perie. Deoarece comutaţia este condiţionată de situaţia cea mai defavorabilă, situaţie care intervine atunci când valoarea curentului este maximă, rezultă că comutaţia la maşinile de curent alternativ este mai defavorabilă decât la cele de curent continuu, întrucât valoarea maximă a curentului este mai mare pentru aceeaşi valoare eficace.

Forţa electromotoare de autoinducţie produsă prin inversarea curentului (denumită uneori şi tensiunea de reactanţă sau tensiunea de inversare a curentului) se determină ca mai jos:

Timpul T_c în care se efectuează inversarea curentului (fig. 9) este dat de raportul dintre lăţimea b_p a periei şi viteza periferică a colectorului v_k:

$$T_c = \frac{b_p}{v_k}$$

şi, în general, are o valoare redusă, de ordinul 1 /200 . . .1 /300 din perioada curentului alternativ. Dacă se notează cu L_s inductanţa proprie a spirelor scurtcircuitate, cu i_p valoarea momentană a curentului în perie, tensiunea de inversare a curentului este provocată de trecerea curentului în secţiunea scurtcircuitată de la valoarea $i_p/2$ la valoarea $-i_p/2$, şi dacă se presupune că comutaţia are caracter liniar (adică variaţia curentului între valorile $i_p/2$ şi $-i_p/2$ se face după o dreaptă), tensiunea de inversare a curentului va avea valoarea:

$$e_x = -L_s \frac{di}{dt} = -L_s \frac{(-i_p/2) - (+i_p/2)}{T_c} = L_s \frac{i_p}{T_c}.$$

In ipoteza că lăţimea periei b_p este egală cu lăţimea τ_k a lamelelor colectorului şi dacă se ţine seama că:

$$\tau_k = \frac{\pi D_k}{k} \quad \text{iar} \quad v_k = \frac{\pi D_k n}{60},$$

în care k este numărul lamelelor colectorului, D_k — diametrul colectorului, iar n — viteza de rotaţie în rotaţii pe minut, atunci:

$$T_c = \frac{\tau_k}{v_k} = \frac{60}{nk}.$$

In ipoteza că într'o crestătură comutează o singură secţie, inductanţa proprie L_s are valoarea:

$$L_s = 2w_s^2 l_i \Lambda,$$

în care $w_s = \frac{N_2}{2k}$ este numărul de spire în secţiunea scurtcircuitată, N_2 — numărul

de conductori ai bobinajului rotoric, l_i — lungimea ideală a fierului rotorului sau lungimea ideală a maşinii (cm), iar Λ este permeanţa magnetică specifică a fluxului de scăpări (pe amper şi centimetru de lungime de rotor).

Notând cu D diametrul rotorului, cu $v_r = \frac{\pi D n}{60}$ valoarea vitezei periferice a rotorului [cm/s], iar cu:

$$a = \frac{N_2}{\pi D} \frac{i_p}{2}$$

valoarea momentană a densităţii de curent liniare din rotor (adică numărul de amperconductori pe centimetru periferic de rotor), valoarea tensiunii de inversare a curentului, în secţiunea care comutează curentul în acel moment, are expresia:

$$e_x = 2w_s l_i v_r a\Lambda 10^{-8} \text{ [V]}, \tag{7.1}$$

aceeaşi ca şi la maşina de curent continuu.

Sub o perie oarecare, tensiunea de inversare a curentului se produce ori de câte ori o nouă lamelă de colector intră sub perie, astfel încât se poate considera că sub peria respectivă există în permanenţă o tensiune de inversare a curentului a cărei expresie este dată de relaţia (7.1).

Potrivit acestei relaţii, în care a este proporţional cu valoarea instantanee a curentului, tensiunea de invesare a curentului în secţiunile care comutează succesiv variază în timp sinusoidal, ca şi curentul rotoric, fiecare secţiune având o altă tensiune de inversare a curentului, corespunzătoare valorii momentane a curentului comutat. Această tensiune fiind proporţională cu curentul rotoric, este în fază cu acest curent. Notând cu A valoarea eficace a densităţii de curent liniare în rotor, valoarea eficace a tensiunii de inversare a curentului se scrie:

$$e_x = 2 w_s l_i v_r A\Lambda 10^{-8} \text{ [V]} \tag{7.2}$$

şi este deci proporţională cu viteza rotorului şi cu valoarea curentului din rotor.

Pentru permeanţa Λ s'a găsit experimental valoarea 4 . . . 8, astfel încât într'un calcul aproximativ se poate lua $\Lambda = 6$.

Dacă însă într'o crestătură se găsesc mai multe secţii care comutează simultan, ceeace se întâmplă în cazul bobinajelor în două straturi cu pas diametral, variaţia curentului în cele două straturi are acelaşi sens, astfel încât fluxurile de scăpări în crestături se adună şi se dublează, însă fluxul de scăpări al capetelor de bobină nu se adună. Datorită acestui fapt, tensiuneă de inversare a curentului este majorată, şi dacă se neglijează scăpările de flux prin capetele de bobină, valoarea ei devine aproape dublul celei date de relaţia (7.2); ţinând seama că în realitate fluxurile capetelor de bobine nu se adună, în relaţia (7.2) se poate lua $\Lambda = 9$.

Deobicei lăţimea b_p a periilor este mai mare decât lăţimea unei lamele de colector, astfel încât comutează simultan mai multe secţiuni şi, în acest caz, între aceste secţiuni se produce şi un efect de inducţie mutuală, de care se ţine seama în acelaşi mod ca la maşinile de curent continuu.

In rezumat, concluziile sunt concretizate în următoarele două puncte de vedere.

Conform primului punct de vedere se admite că lăţimea periei nu exercită practic nici o influenţă asupra tensiunii rezultante produse de inversarea curentului, deoarece mărind lăţimea periei se măreşte numărul secţiunilor care comutează simultan, dar se măreşte proporţional şi timpul T_c. Aceşti doi factori acţionând în sens contrar, se anulează reciproc.

Al doilea punct de vedere aparţine lui *C. I. Şenfer* care ajunge la concluzia că, dacă numărul n_p al lamelelor acoperite de perie este mai mic decât numărul

n_e al secţiunilor amplasate într'o crestătnră — sau egal cu el ($n_p \leqslant n_e$), relaţia (7.2) este valabilă fără nici o modificare. Dacă $n_p > n_e$, în relaţia (7.2) trebue introdus şi factorul:

$$k_m = 0{,}7 \frac{n_e}{n_p} + 0{,}3.$$

β) *Forţa electromotoare statică în secţiunea scurtcircuitată.* După cum se constată în fig.3, dacă periile sunt calate pe axa neutră, în momentul scurtcircuitării spirelor, acestea sunt străbătute de întregul flux inductor alternativ, astfel încât în ele se induce o forţă electromotoare statică $e'_s = w_s\ \varepsilon'_s$; ε'_s este forţa electromotoare indusă într'o singură spiră, dată de relaţia (3.3) $\left(\text{în care } \alpha_1 = 0, \text{ iar pentru rotorul în tobă } \frac{\Phi}{2} \text{ se înlocueşte cu } \Phi\right)$. Valoarea sa eficace, pentru un bobinaj cu pas diametral, este

$$e_s = \pi \sqrt{2}\, f\, w_s\, \Phi\, 10^{-8}\ [\mathrm{V}]. \tag{7.3}$$

Această forţă electromotoare este proporţională cu frecvenţa şi cu numărul de spire scurtcircuitate, este complect independentă de viteza rotorului şi deci intervine atât la pornire, cât şi în funcţionarea normală a maşinii.

Ea este decalată cu $\pi/2$ în urma fluxului inductor.

In timp ce la maşina de curent continuu, dacă periile sunt calate pe axa neutră, fluxul de excitaţie nu are nicio influenţă asupra spirelor scurtcircuitate, la maşinile cu colector monofazate, fluxul de excitaţie produce în aceste spire, datorită caracterului său alternativ, o forţă electromotoare statică, având valoarea maximă tocmai pe axa neutră (punctul 3).

γ) *Forţa electromotoare de rotaţie indusă de câmpul transversal.* In unele cazuri, maşina poate avea şi un câmp dirijat după axa periilor (numit şi câmp transversal). El poate fi produs atât de stator, cât şi de rotor, şi anume: de stator, dacă periile nu sunt calate pe axa neutră, şi de rotor, ori de câte ori fluxul rotoric nu este compensat. Acest flux transversal nu poate induce forţe electromotoare statice în spirele scurtcircuitate, deoarece acestea sunt paralele cu axa fluxului şi deci nu sunt străbătute de fluxul transversal; el induce însă o forţă electromotoare de rotaţie, dată de relaţia:

$$e'_q = w_s\ \varepsilon'_r,$$

în care ε'_r este forţa electromotoare indusă într'o singură spiră, dată de relaţia (3.2) pentru o repartiţie sinusoidală a fluxului rotoric. Inlocuind în formula (3.2) $\alpha_1 = \frac{\pi}{2}$, iar pentru un rotor în tobă înlocuind fluxul $\frac{\Phi}{2}$ prin fluxul transversal Φ_q şi considerând cazul general al unei maşini cu p poli, se obţine valoarea eficace a forţei electromotoare de rotaţie datorită fluxului transversal:

$$e_q = \pi \sqrt{2}\, w_s \frac{pn}{60}\, \Phi_q\, 10^{-8}\ [\mathrm{V}]. \tag{7.4}$$

Ea este proporţională cu numărul de spire, cu viteza rotorului şi este în fază cu fluxul transversal.

δ) *Studiul comutaţiei.* Buna funcţionare a maşinilor cu colector este condiţionată de realizarea comutaţiei fără scântei. Producerea scânteilor la colector este explicată prin mărirea excesivă a densităţii curentului suplimentar de scurtcircuit, produs de forţele electromotoare induse în spirele scurtcircuitate, mărire intensă pe

porţiunile elementare de suprafaţă prin care se face ultimul contact electric între peria de cărbune şi o lamelă de colector în mişcare. Curentul de scurtcircuit în spire depinde de valoarea sumei $\bar{e}_r = \bar{e}_x + \bar{e}_s + \bar{e}_q$ a forţelor electromotoare induse şi de impedanţa totală z_k a secţiunii scurtcircuitate, incluziv rezistenţa de contact a periilor. Deoarece valoarea impedanţei circuitului este mică, curentul de scurtcircuit poate atinge valori egale cu de 10—12 ori curentul normal al secţiunii.

Pentru îmbunătăţirea comutaţiei, trebue micşorat curentul de scurtcircuit $I_k = \frac{e_r}{z_k}$; în acest scop se pot lua următoarele măsuri:

— compensarea forţei electromotoare e_r, inducând în aceleaşi spire forţe electromotoare care să anuleze cât mai complect pe e_r; deoarece anularea complectă nu este posibilă se impune condiţia ca forţa electromotoare e_r care rămâne necompensată să nu depăşească pentru perii de cărbune tari 3,8 V la pornire şi 2,5—3 V în mişcare;

— micşorarea forţelor electromotoare care intră în compunerea lui e_r;

— mărirea impendanţei z_k a circuitului.

Pentru stabilirea tensiunii rezultante în secţiunea în comutaţie, trebuie luate în considerare toate forţele electromotoare induse în secţiunea scurtcircuitată de perii. Acestea se împart în două grupe: forţe electromotoare statice şi forţe electromotoare de rotaţie. Toate aceste forţe electromotoare trebue considerate că nu se referă la spirele în mişcare, ci corespund unei anumite poziţii fixe în spaţiu, determinată de poziţia periei. In consecinţă, în conformitate cu cele arătate la punctul 3, toate forţele electromotoare statice sunt decalate cu $\frac{\pi}{2}$ faţă de fluxul care le produce, şi toate forţele electromotoare de rotaţie sunt în fază cu acest flux. In plus, forţele electromotoare statice sunt proporţionale cu frecvenţa reţelei, iar forţele electromotoare de rotaţie sunt proporţionale cu viteza rotorului. Faptul că cele două categorii de forţe electromotoare de mai sus au faze diferite în timp şi depind de mărimi diferite, face ca îmbunătăţirea comutaţiei prin folosirea polilor de comutaţie, soluţie adoptată cu succes la maşina de curent continuu, să întâmpine dificultăţi mult mai mari la maşinile cu colector, monofazate.

Fig. 10. Anularea forţei electromotoare de inversare a curentului.

Anularea tensiunii de inversare a curentului, e_x, în spirele scurtcircuitate se poate face total, în acelaşi mod ca la maşinile de curent continuu, prin rotirea spirelor scurtcircuitate într'un câmp de comutaţie B_{cx} având o intensitate proporţională cu aceea a curentului rotoric. Prin rotirea spirelor scurtcircuitate în acest câmp, se induce în ele o forţă electromotoare e_{cx}, care trebue să aibă valoarea $-e_x$; această forţă electromotoare de rotaţie este, după cum s'a arătat, în fază cu fluxul de comutaţie Φ_{cx}, care trebue deci să fie în opoziţie de fază cu curentul rotoric (fig. 10). Bobinajul polilor de comutaţie trebue deci să fie străbătut de curentul din rotor, astfel încât fluxul de comutaţie, să fie în opoziţie cu fluxul rotoric, opoziţie realizată prinr'un sens convenabil ales în executarea bobinajului, sau a conexiunilor.

Forţa electromotoare indusă prin rotaţie în câmpul de comutaţie B_{cx} având valoarea maximă $2B_{cx}\ l_i\ v_r\ w_s\ 10^{-8}$ [V], rezultă că, prin comparaţie cu expresia (7.2) câmpul de comutaţie trebue să aibă valoarea

$$B_{cx} = \sqrt{2}\, A\Lambda \text{ gauşi}, \tag{7.5}$$

A fiind valoarea eficace a densităţii de curent liniare a rotorului.

Deoarece forţele electromotoare e_x şi e_{cx} sunt amândouă proporţionale cu viteza rotorului şi cu curentul rotoric, anularea tensiunii de inversare a curentului se poate face aproape complect la orice viteză şi la orice sarcină.

Forţa electromotoare de rotaţie în câmpul transversal nu apare decât la motoarele cu repulsie, deoarece la motorul serie câmpul transversal nu există, datorită faptului că periile sunt calate pe axa neutră, iar fluxul rotorului este anulat prin bobinajul de compensaţie; modul prin care se face anularea acestor forţe electromotoare se va vedea la studiul motoarelor cu repulsie.

Anularea forţei electromotoare statice e_s nu se poate face prin inducerea unei forţe electromotoare e_{cs} având caracter static, deoarece fluxul Φ_{cs} care ar putea-o produce ar trebui să fie în opoziţie de fază cu fluxul inductor Φ, pe care l-ar slăbi. Forţa electromotoare e_{cs} nu poate fi produsă decât tot prin rotaţie într'un flux de comutaţie Φ_{cs}. Forţele electromotoare e_{cs} şi e_s fiind în opoziţie de fază, e_s fiind decalată cu $\frac{\pi}{2}$ în urma fluxului inductor Φ, iar e_{cs} ca orice forţă electromotoare de rotaţie fiind în fază cu fluxul Φ_{cs}, rezultă că fluxul Φ_{cs} trebue să fie decalat cu $\frac{\pi}{2}$ înaintea fluxului inductor (fig. 11).

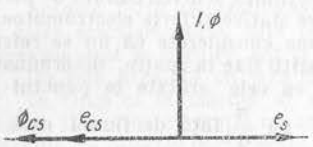


Fig. 11. Anularea forţei electromotoare statice.

Cum se poate realiza acest flux de comutaţie se va arăta în mod special în cazul fiecărui tip de maşină cu colector.

Dacă se notează cu B_{cs} amplitudinea câmpului necesar pentru anularea forţei electromotoare e_s, valoarea eficace a forţei electromotoare e_{cs} indusă prin rotaţie în acest câmp este:

$$e_{cs} = \frac{2}{\sqrt{2}} B_{cs}\, l_i\, v_r\, w_s\, 10^{-8}\ [\mathrm{V}]. \tag{7.6}$$

Dacă se înlocueşte aici:

$$v_r = \frac{\pi D n}{60} = \frac{2p\,\tau_p\, n}{60}$$

şi se compară relaţiile (7.3) şi (7.6) se găseşte valoarea câmpului:

$$B_{cs} = \frac{\Phi}{\frac{2}{\pi}\tau_p\, l_i} \cdot \frac{60f}{pn}, \tag{7.7}$$

în care D este diametrul rotorului, iar τ_p este pasul polar. Cele două forţe electromotoare, e_x şi e_s, induse în spirele scurtcircuitate, sunt în general decalate cu aproape 90°. In cazul că forţa electromotoare de rotaţie în câmpul transversal este nulă, rezultanta forţelor electromotoare induse e_x şi e_s va fi:

$$e_r = \sqrt{e_x^2 + e_s^2}.$$

Chiar dacă prin câmpurile de comutaţie B_{cx} şi B_{cs} se reuşeşte să se anuleze forţa electromotoare e_r, această anulare corespunde numai la o anumită valoare a

vitezei şi a curentului. Pentru alte valori, o parte din această forţă electromotoare e_r rămâne necompensată. Pentru a nu se produce o comutaţie defectuoasă, trebue ca forţa electromotoare necompensată într'o secţiune de comutaţie să nu depăşească 2,5 — 3 V. Cum forţa electromotoare statică este independentă de viteza de rotaţie şi cum ea nu poate fi anulată decât prin rotaţie într'un câmp de comutaţie, rezultă că la pornire ea rămâne în întregime necompensată şi, în consecinţă, valoarea ei trebue limitată la 3,8 V.

După cum rezultă din relaţiile (7.2), şi (7.3) pentru a se obţine o micşorare a forţei electromotoare de inversare a curentului şi în special a celei statice pot fi folosite următoarele soluţii:

— Micşorarea frecvenţei curentului alternativ, ceeace a condus la adoptarea frecvenţei de $16^2/_3$ pentru reţelele de tracţiune electrică în curent monofazat la care se folosesc motoare cu colector.

— Micşorarea numărului de spire în secţiunea în comutaţie (între două lamele de colector) până la o singură spiră în secţiune pentru motoare de putere mai mare. Această soluţie conduce la un număr mare de lamele, deci la colectoare de dimensiuni mult mai mari decât la maşinile de curent continuu.

— Micşorarea valorii fluxului principal de excitaţie, ceeace conduce la o putere specifică pe perechea de poli mai redusă, deci la un număr de poli mai mare în cazul maşinilor cu colector de curent alternativ, decât în cazul celorlalte tipuri de maşini electrice.

Micşorarea fluxului de excitaţie conduce la forţe electromotoare reduse în spiră. Din această cauză, dacă alimentarea rotorilor cu colector se face direct dela reţea, ea se face sub tensiune joasă, circa 100 V la 50 Hz, 300 V la 25 Hz şi 500 V la $16^2/_3$ Hz. In cazul când reţelele de alimentare au tensiuni mai ridicate, este necesar de a se intercala un transformator între reţea şi rotor.

In legătură cu mărirea impedanţei circuitului în comutaţie se menţionează:

— Limita de 3,8 V pentru tensiunea între două lamele este condiţionată de proprietăţile periilor. La motoarele cu colector pentru curent alternativ se folosesc numai perii tari şi înguste, cu rezistenţă mare la trecerea curentului de la lamele la perii, pentru a reduce curentul suplimentar de scurtcircuit. Folosirea periilor tari (pentru un curent dat) conduce însă fie la mărirea suprafeţei periilor fie la lungirea colectorului (în cazul periilor înguste).

— La aceste motoare se folosesc deasemenea, în multe cazuri, legături de rezistenţă mărită între bobinajul rotorului şi colector. Atât folosirea periilor tari cât şi a legăturilor de rezistenţă, sporesc valorile admise pentru forţele electromotoare care cauzează scânteile la perii.

Rezistenţele suplimentare se execută deobicei din materiale cu rezistenţă specifică mare (de exemplu, alpaca).

Deşi rezistenţele suplimentare sunt foarte eficace în ameliorarea comutaţiei, ele micşorează randamentul motorului cu 1 — 2 % şi măresc încălzirea. In plus, la pornire, când curenţii de scurtcircuit sunt mai mari, există pericolul ca rezistenţele suplimentare să fie arse şi motorul scos din funcţiune.

Deoarece nici folosirea periilor tari şi nici folosirea rezistenţelor suplimentare nu rezolvă complect problema comutaţiei, practica în construcţia maşinilor electrice tinde, înainte de toate, la micşorarea forţelor electromotoare induse şi la compensarea lor.

ε) *Influenţa saturaţiei şi a crestăturilor asupra comutaţiei curentului.* In studiul precedent s'a presupus că tensiunile induse în spirele scurtcircuitate sunt sinusoidale. O cercetare atentă arată că, în realitate, acest lucru nu este exact. Consideraţiile făcute conţin deci oarecare erori, deoarece nu valorile maxime ale curbelor sinusoidale care au fost considerate, ci vârfurile de tensiune care au loc la un anumit moment sunt hotărîtoare pentru calitatea comutaţiei. Comutaţia în maşinile cu colector, monofazate, este dominată de forţa electromotoare statică, şi tocmai aceasta prezintă

cele mai mari abateri de la curba sinusoidală. Intr'adevăr, nici curba curentului de excitaţie şi nici fluxul nu sunt sinusoidale, datorită saturaţiei şi armonicelor produse de crestăturile rotorului.

b) Motorul cu colector, monofazat, serie

8. Generalităţi. Motorul cu colector, monofazat, serie este utilizat în special în tracţiunea electrică cu curent monofazat, atât ca motor de tracţiune, cât şi ca motor pentru serviciile auxiliare ale locomotivei electrice (ventilatoare, compresoare, etc.). In acest caz, datorită condiţiilor grele în care se face comutaţia, mai ales la pornire, se foloseşte în mod normal o frecvenţă mai redusă, $16^2/_3$ Hz şi rareori 25 Hz; la această frecvenţă, motorul poate fi construit pentru tensiuni de 500—600 V.

Faptul că motorul nu poate fi construit decât pentru frecvenţe joase constitue în tracţiunea electrică principalul desavantaj al acestui motor. Intr'adevăr, alimentarea reţelei de contact trebue făcută în acest caz:

— fie din centrale proprii cu frecvenţa de $16^2/_3$ Hz sau 25 Hz,

— fie din reţeaua generală de 50 Hz, prin intermediul staţiilor de alimentare, prevăzute cu convertizori de frecvenţă, care să transforme frecvenţa de 50 Hz la $16^2/_3$ respectiv 25 Hz. In ambele cazuri, costul instalaţiilor de alimentare a reţelei de contact este mult sporit, iar randamentul scăzut.

In legătură cu acest fapt este cazul să se arate că în U.R.S.S., prin planul de Stat din 1931, s'au recunoscut ca mai avantajoase de exploatat următoarele sisteme principale:

— sistemul de tracţiune în curent continuu la 3 kV,

— sistemul de tracţiune în curent monofazat de frecvenţă industrială (50 Hz) la 20—35 kV.

Sistemul de tracţiune în curent monofazat la 50 Hz prezintă evidente avantaje în producerea energiei şi alimentarea reţelei de contact, însă, deoarece pentru aceste frecvenţe lipseşte încă un motor corespunzător pentru condiţiile grele de exploatare specifice căilor ferate, s'a ales tracţiunea în curent continuu. Cu toate acestea, electrotehnicienii sovietici au propus câteva soluţii originale urmărind realizarea sistemului de tracţiune în curent monofazat la 50 Hz. In 1935, O. V. Benedict a propus un motor original cu caracteristică serie, având unele particularităţi avantajoase în comparaţie cu motorul serie obişnuit (a se vedea punctul 22). In 1936, L. M. Şildiner, ţinând seama că motorul serie obişnuit are comutaţia grea în special la pornire, a propus o schemă în care motorul de tracţiune funcţionează în perioada de pornire ca motor de curent continuu, alimentat fie prin intermediul unui redresor cu vapori de mercur, fie prin intermediul unui agregat auxiliar de pornire; după trecerea perioadei de pornire, motorul funcţionează normal în curent alternativ monofazat.

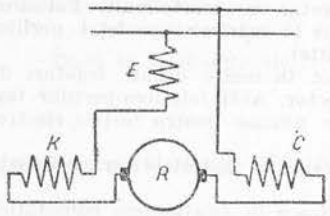


Fig. 12. Motorul cu colector, monofazat, serie: R—rotorul cu colector; E—bobinajul de excitaţie; K—bobinajul de compensaţie; C — bobinajul de comutaţie.

In 1940, acelaşi autor a propus o schemă pentru ameliorarea comutaţiei motorului serie obişnuit, în care, cu ajutorul unui circuit suplimentar, se realizează o mai bună compensare a forţei electromotoare statice din secţiunea în comutaţie.

Cu excepţia motoarelor universale, motoarele cu colector monofazate serie se construesc numai compensate şi corespund schemei electrice indicate în fig. 12, în care R reprezintă rotorul, E — bobinajul de excitaţie, K — bobinajul de

compensaţie pentru anularea forţei magnetomotoare rotorice, iar C — bobinajul de comutaţie.

Bobinajul de comutaţie şi cel de compensaţie, ambele în serie cu rotorul şi cu bobinajul de excitaţie, sunt astfel legate, încât fluxurile produse de ele să fie de sens opus fluxului rotorului.

Axa periilor este perpendiculară pe axa fluxului inductor, astfel încât la perii nu se obţine o forţă electromotoare statică, ci numai o forţă electromotoare de rotaţie. Statorul motorului fiind străbătut de flux alternativ, este construit din tole prevăzute cu crestături de forma indicată în fig. 13 (reprezentând un stator tetrapolar). In crestăturile mari este aşezat bobinajul de excitaţie E, astfel încât bobina aşezată în cele două crestături *1* formează unul din polii maşinii. Bobinele analoge sunt legate astfel, încât să se realizeze succesiunea de poli N_1, S_1, N_2, S_2 ... etc. Bobinajul de compensaţie, a cărui forţă magnetomotoare trebue să fie distribuită în spaţiu în mod identic cu cea a rotorului, este plasat atât în crestăturile *2* ale polului principal, cât şi în crestăturile *1* de excitaţie. Bobinajul de comutaţie este aşezat în crestăturile *1* de excitaţie, realizând polii de comutaţie p_c. Câteodată bobinajele de compensaţie şi cel de comutaţie sunt unite într'un singur bobinaj aşezat în crestăturile de excitaţie, aşa încât fluxul rotorului nu este anulat sub polii principali, care, în acest caz, nu sunt crestaţi. Câteodată lipseşte bobinajul separat de comutaţie; în acest caz, bobinajul de compensaţie este întărit în mod corespunzător, diferenţa dintre forţa magnetomotoare existentă şi cea necesară anulării forţei magnetomotoare rotorice servind pentru producerea câmpului de comutaţie [relaţiile (7.5) şi (7.7)].

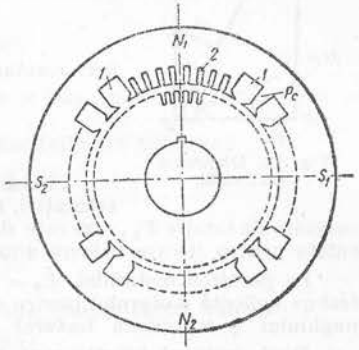


Fig. 13. Tolele rotorului cu colector, monofazat, serie.

In unele construcţii bobinajul de compensaţie este executat în scurtcircuit, deci cuplat electromagnetic cu bobinajul indusului, la fel ca şi bobinajul secundar al transformatorului; această construcţie conduce la un cost mai scăzut.

Rotorul are o construcţie asemănătoare cu aceea a maşinilor de curent continuu, având însă un colector mai larg dimensionat.

9. Diagrama vectorială. Cele patru bobinaje ale maşinii fiind parcurse în serie de curentul I, fluxul Φ de excitaţie produs de el este aproximativ în fază cu acest curent. Prin mişcarea rotorului în acest flux, se obţine la perii forţa electromotoare de rotaţie în fază cu fluxul şi care, conform relaţiei (4.2), va avea valoarea:

$$E_2 = 2\sqrt{2}\, w_2 \frac{pn}{60}\, \Phi\, 10^{-8} \text{ [V]}, \tag{9.1}$$

unde w_2 este numărul de spire în serie într'o cale de curent a rotorului.

Notând cu ΣR suma rezistenţelor ohmice din circuitul motorului şi cu ΣX suma reactanţelor bobinajului de excitaţie şi a celui de comutaţie, precum şi reactanţa de scăpări a bobinajului rotoric şi de compensaţie, în maşină se va produce o cădere de tensiune $I\Sigma R$, în fază cu curentul şi o cădere de tensiune $I\Sigma X$, decalată cu $\frac{\pi}{2}$ înaintea curentului, care, împreună cu forţa contraelectromotoare

de rotaţie $-E_2$, fac echilibrul tensiunii aplicate U (fig. 14). Pierderile în fierul statorului sunt acoperite pe cale electrică şi pot fi introduse în diagrama vectorială printr'o majorare corespunzătoare a termenului $I\Sigma R$. Pierderile în fierul rotorului sunt acoperite în cea mai mare parte pe cale mecanică, dealtfel ca şi pierderile prin frecări, şi se traduc în diagrama fig. 14 prin mărirea cuplului rezistent şi deci a curentului I. In termenul ΣX cea mai mare parte revine reactanţei X_1 a bobinajului de excitaţie. Dacă se notează cu w_1 numărul de spire ale bobinajului de excitaţie, forţa electromotoare indusă în acest bobinaj, calculată în mod analog ca într'un transformator (deoarece bobinajul de excitaţie nu este repartizat în crestături), are valoarea:

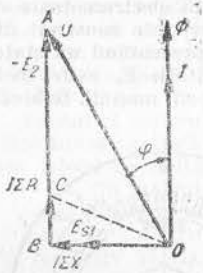


Fig. 14. Diagrama vectorială.

$$E_{s1} = \pi \sqrt{2}\, f w_1 \Phi\, 10^{-8} \quad [\mathrm{V}],$$

deci reactanţa X_1 are expresia:

$$X_1 = \frac{E_{s1}}{I} = c\,\frac{\Phi}{I}.$$

Fluxul Φ nefiind proporţional cu curentul I din cauza saturaţiei, rezultă că atât reactanţa X_1, cât şi forţa electromotoare de rotaţie E_2, care este deasemenea proporţională cu fluxul, trebue recalculate pentru fiecare valoare a sarcinii, pe baza curbei de magnetizare a maşinii.

La pornirea motorului, $E_2 = 0$, deci segmentul OC reprezintă tensiunea care trebue aplicată motorului pentru ca pornirea să se facă cu un curent I. Cosinusul unghiului φ reprezintă factorul de putere al motorului.

Dacă motorul funcţionează sub tensiune constantă, se poate construi, în mod analog ca la motorul asincron, o diagramă a cercului (fig. 15), în ipoteza că maşina este nesaturată. Ridicând perpendiculara OF pe vectorul U şi perpendiculara DF în extremitatea vectorului I, triunghiul ODF este asemenea cu triunghiul OBA; deci:

$$\overline{OF} = \frac{U}{\Sigma X} = \text{constant}.$$

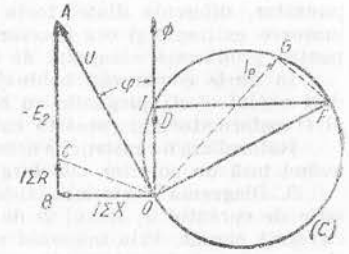


Fig. 15. Diagrama cercului.

Dacă în diagrama vectorială se ia ca fază tensiunea U, dreapta OF şi punctul F sunt fixe şi extremitatea D a vectorului curent descrie cercul (C) de diametru OF. Spre deosebire de motorul asincron, care funcţionează cu flux aproximativ constant, motorul serie monofazat lucrând cu flux variabil şi deci în condiţii diferite de saturaţie, reactanţele nu sunt constante şi extremitatea vectorului I descrie în realitate o curbă apropiată de un cerc. Diagrama cercului nu mai are din această cauză importanţă practică în cazul sarcinilor mari, adică la saturaţie mare. La pornire, $E_2 = 0$, deci tensiunea U este echilibrată de căderile de tensiune ohmică şi inductivă. In diagrama cercului, OG reprezintă curentul de pornire I_p; punctul G este astfel determinat, încât:

$$\frac{\overline{OG}}{\overline{GF}} = \frac{I_p \Sigma X}{I_p \Sigma R} = \frac{\Sigma X}{\Sigma R}.$$

10. Cuplul şi reglajul turaţiei. La motorul monofazat serie, fluxul fiind în fază cu curentul rotoric, iar axa periilor perpendiculară pe axa fluxului de excitaţie, expresia (5.1) a cuplului devine:

$$M = \frac{10^{-8}}{2\sqrt{2}\,\pi\, 9{,}81}\,\frac{p}{a_2}\, N_2\, \Phi I \quad [\mathrm{kgf \cdot m}], \tag{10.1}$$

deoarece β şi Ψ sunt nule.

In ipoteza unei maşini puţin saturate, fluxul este proporţional cu curentul. Fluxul de reacţiune fiind anulat prin bobinajul de compensaţie, fluxul Φ rezultant în maşină este chiar fluxul produs de bobinajul de excitaţie, deci:

$$\Phi = \frac{L_1 I \sqrt{2}}{w_1}\, 10^8,$$

în care L_1 şi w_1 reprezintă inductanţa proprie şi respectiv numărul de spire ale bobinajului de excitaţie.

Deoarece reactanţa X_1 a bobinajului de excitaţie are valoarea:

$$X_1 = \omega L_1 = 2\pi f L_1,$$

se obţine:

$$\Phi = \frac{X_1 I \sqrt{2}}{2\pi f w_1}\, 10^8. \tag{10.2}$$

Folosind expresia (10.2) a fluxului, se obţine pentru cuplu valoarea:

$$M = \frac{1}{9{,}81\,\pi^2}\, p\, \frac{w_2}{w_1}\, \frac{X_1}{f}\, I^2 = \frac{60\, c}{9{,}81 \cdot 2\pi n_s}\, I^2 \quad [\mathrm{kgf \cdot m}], \tag{10.3}$$

în care $w_2 = \dfrac{N_2}{4\, a_2}$, $c = \dfrac{2}{\pi}\,\dfrac{w_2}{w_1}\, X_1$, iar $n_s = \dfrac{60\, f}{p}$ este aşa numita turaţie sincronă.

După cum rezultă din relaţia (10.3), cuplul fiind proporţional cu pătratul curentului, se pune în evidenţă caracteristica serie a motorului.

Deoarece reactanţa bobinajului de excitaţie $X_1 = 2\pi f L_1$ este proporţională cu frecvenţa, rezultă că expresia cuplului $M = c' I^2$ este independentă de frecvenţă, adică este valabilă şi în curent continuu. Pe acest fapt se bazează construcţia micilor motoare universale, care funcţionează atât în curent continuu, cât şi în curent alternativ. Determinarea exactă a cuplului, ţinând seama şi de influenţa saturaţiei, se face cu ajutorul formulei (10.1) în care fluxul Φ se deduce din curba de magnetizare a maşinii, $\Phi = f(I)$, (fig. 16). Diagrama cercului permite calculul aproximativ al cuplului, al puterii şi al turaţiei pentru o tensiune şi un curent dat, sau invers (fig. 17). $\overline{OF}$ fiind diametrul cercului, G — punctul de funcţionare la pornire, D — punctul de funcţionare cu o sarcină oarecare, iar H — proiecţia lui D pe diametrul OF, se poate scrie:

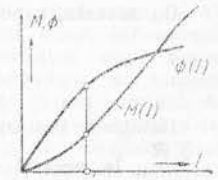


Fig. 16. Fluxul şi cuplul în funcţie de curent.

$$\overline{OH} = \overline{OD}^2 / \overline{OF} = c''\, I^2,$$

ceeace dovedeşte că segmentul OH este proporţional cu cuplul M al maşinii. Pentru o aceeaşi stare de funcţionare a maşinii, triunghiul OBA din fig. 15 este asemenea cu triunghiul OHD din fig. 17.

Deasemenea, în cele două figuri tangenta unghiurilor BOC şi HOL este $\Sigma R/\Sigma X$, deci aceste unghiuri sunt egale.

In concluzie, patrupunctul $OBCA$ din fig. 15 este asemenea cu patrupunctul $OHLD$ din fig. 17, deci:

$$\frac{\overline{OH}}{I\Sigma X} = \frac{\overline{HL}}{I\Sigma R} = \frac{\overline{LD}}{E_2} = \frac{\overline{OD}}{U}.$$

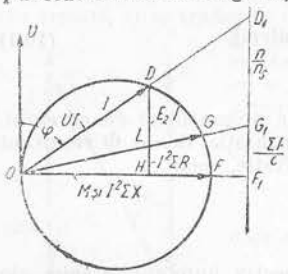


Fig. 17. Determinarea caracteristicelor de funcţionare pe diagrama cercului.

Inmulţind numitorii acestei proporţii cu I, se obţine:

$$\frac{\overline{OH}}{I^2\Sigma X} = \frac{\overline{HL}}{I^2\Sigma R} = \frac{\overline{LD}}{IE_2} = \frac{\overline{OD}}{IU}.$$

Deoarece $I^2\Sigma X$ reprezintă puterea reactivă consumată de maşină, $I^2\Sigma R$ reprezintă pierderile Joule-Lenz în maşină, IE_2 reprezintă puterea utilă la arborele maşinii, după cum uşor se poate constata din formula (5.2), iar IU reprezintă puterea aparentă, rezultă că segmentele $\overline{OH}$, $\overline{HL}$, $\overline{LD}$, $\overline{OD}$ din diagrama cercului sunt proporţionale, toate la aceeaşi scară, cu puterile de mai sus. Segmentul $\overline{DH}$ este proporţional cu puterea reală absorbită de maşină. Trasând dreapta F_1D_1 perpendiculară pe diametrul OF, se determină segmentele $\overline{F_1G_1}$ şi $\overline{G_1D_1}$ proporţionale cu $\overline{HL}$ şi $\overline{LD}$, deci:

$$\frac{\overline{G_1D_1}}{\overline{F_1G_1}} = \frac{\overline{LD}}{\overline{HL}} = \frac{E_2 I}{I^2\Sigma R}.$$

Folosind valoarea fluxului din formula (10.2), expresia (9.1) a forţei electromotoare devine:

$$E_2 = \frac{2}{\pi}\frac{w_2}{w_1}\frac{pn}{60f}X_1 I = \frac{2}{\pi}\frac{w_2}{w_1}\frac{n}{n_s}X_1 I = c\frac{n}{n_s}I, \qquad (10.4)$$

în care c are aceeaşi semnificaţie ca în relaţia (10.3)

Cu aceasta, raportul segmentelor $\overline{G_1D_1}$, $\overline{F_1G_1}$, devine:

$$\frac{\overline{G_1D_1}}{\overline{F_1G_1}} = \frac{n/n_s}{(\Sigma R)/c}.$$

Relaţia de mai sus, arată că, dacă la o anumită scară, $\overline{G_1F_1}$ reprezintă raportul $\frac{\Sigma R}{c}$, la aceeaşi scară $\overline{G_1D_1}$ reprezintă raportul $\frac{n}{n_s}$ dintre viteza în sarcină şi viteza sincronă.

Pentru puncte de funcţionare situate deasupra diametrului OF, maşina primeşte energie electrică, de la reţea, deoarece componenta activă a curentului este în fază cu tensiunea, iar pentru puncte de funcţionare situate sub diametrul OF maşina furnizează energie electrică. Pentru punctele de funcţionare situate sub coarda OG, maşina are un sens de rotaţie opus punctelor de funcţionare situate deasupra corzii OG, şi anume un sens de rotaţie opus cuplului electromagnetic, deci maşina primeşte putere mecanică la arbore.

In concluzie, pentru punctele de funcţionare situate pe arcul OG, maşina primeşte energie electrică şi furnizează energie mecanică la arbore, adică funcţionează

ca motor; pentru punctele de funcţionare situate pe arcul GF, maşina absoarbe energie electrică dela reţea şi energie mecanică de la arbore, deci ambele energii încălzesc bobinajele maşinii care funcţionează în regim de frânare cu conexiuni contrare; pentru punctele de funcţionare situate pe arcul FO, maşina furnizează energie electrică şi absoarbe energie mecanică, deci funcţionează ca generator. Din motive ce se vor indica ulterior, funcţionarea ca frână sau ca generator nu are importanţă practică.

Din diagrama vectorială se deduce uşor:

$$I^2 = \frac{U^2}{\left(\Sigma R + c\frac{n}{n_s}\right)^2 + (\Sigma X)^2}.$$

Expresia (10.3) a cuplului devine:

$$M = \frac{60\,c}{9{,}81\cdot 2\pi n_s}\cdot\frac{U^2}{\left(\Sigma R + c\frac{n}{n_s}\right)^2 + (\Sigma X)^2}. \qquad (10.5)$$

Dacă tensiunea U este constantă, curba cuplului în funcţie de viteză are aspectul din fig. 18. Reglajul vitezei la cuplu constant se face prin variaţia tensiunii, aşa cum rezultă evident din formula (10.5). Acelaşi lucru se deduce din diagrama vectorială. Intr'adevăr, la cuplu constant, valoarea curentului nu depinde nici de tensiune şi nici de turaţie, aşa cum rezultă din formula (10.3). In acest caz, căderile de tensiune sunt constante şi creşterea tensiunii U trebue să fie compensată de creşterea forţei contraelectromotoare de rotaţie E_2, deci de creşterea vitezei conform formulei (10.4). Relaţia dintre viteză, curent şi cuplu, la diverse tensiuni, este arătată în fig. 19, în care valorile acestor mărimi sunt date în procente din valorile nominale.

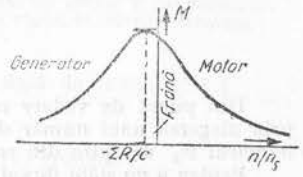


Fig. 18. Cuplul în funcţie de turaţie.

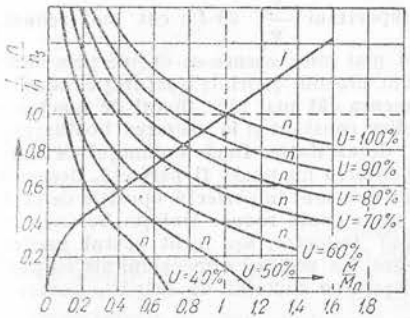


Fig. 19. Curentul şi turaţia în funcţie de cuplu, pentru diferite tensiuni.

Din curbele reprezentate se poate verifica că pentru un acelaşi cuplu, cu cât tensiunea este mai mare cu atât este şi viteza mai mare, iar curentul absorbit corespunzător unui anumit cuplu este independent de tensiune. Pentru pornire cu cuplul nominal, deci cu curent nominal, este necesară o tensiune de 45—50% din tensiunea nominală. Pentru valori mici ale cuplului şi ale curentului, relaţia dintre aceste două mărimi este reprezentată printr'o curbă patratică; pentru valori mari, din cauza saturaţiei, relaţia dintre cuplu şi curent devine aproximativ liniară. Prin variaţia tensiunii, viteza motorului poate fi reglată în domenii largi, însă comutaţia limitează în general acest domeniu dela 20% până la 150% din turaţia nominală.

Pentru reglajul vitezei este deci necesar un transformator, legat între reţea şi

motor. Transformatorul este reglabil sub sarcină, având un mare număr de trepte de reglaj. El serveşte şi pentru limitarea curentului la pornire. Pentru inversarea sensului de rotaţie trebue schimbat sensul cuplului produs, prin inversarea sensului curentului, fie în rotor, fie în excitaţie, lucru ce se realizează prin inversarea legăturilor fie la periile rotorului, fie la bornele bobinajului de excitaţie.

11. Factorul de putere. Pentru anumite condiţii de funcţionare a maşinii (tensiune, curent şi turaţie), factorul de putere este cu atât mai mare cu cât raportul:

$$\operatorname{tg}\varphi = \frac{\overline{OB}}{\overline{AB}} = \frac{I\Sigma X}{I\Sigma R + E_2}$$

este mai mic (fig. 14). Considerând căderea de tensiune $I\Sigma R$ neglijabilă faţă de E_2, se obţine relaţia $\operatorname{tg}\varphi \cong \frac{I\Sigma X}{E_2}$. Dacă în această ultimă relaţie se foloseşte expresia (10.4) a forţei electromotoare şi se înlocueşte $\Sigma X = X_1 + X_s$, în care X_s reprezintă reactanţa totală de scăpări, rezultă:

$$\operatorname{tg}\varphi \cong \frac{I\Sigma X}{E_2} \cong \frac{\pi}{2}\,\frac{w_1}{w_2}\,\frac{n_s}{n}\left(1 + \frac{X_s}{X_1}\right). \qquad (11.1)$$

Formula de mai sus nu este valabilă la pornire, deoarece, în acest caz, $E_2 = 0$ şi termenul $I\Sigma R$ nu mai poate fi neglijat. La pornire:

$$\operatorname{tg}\varphi = \frac{I\Sigma X}{I\Sigma R} = \frac{\Sigma X}{\Sigma R}.$$

Din punct de vedere constructiv se realizează mărirea factorului de putere prin alegerea unui număr de spire de excitaţie w_1 cât mai mic în comparaţie cu numărul w_2 de spire din rotor.

Pentru a nu slăbi fluxul inductor al maşinii prin micşorarea numărului spirelor de excitaţie trebue micşorată reluctanţa circuitului magnetic, trebue deci micşorat întrefierul, aşa încât aceste motoare au un întrefier mic. La motoare cu o putere până la 100 kW, întrefierul este de 1,5—2,5 mm, iar la motoare cu puteri mai mari, 2—4 mm.

Deasemenea este necesar ca valoarea raportului $\frac{X_s}{X_1}$ să fie cât mai redusă, deci reactanţele de scăpări trebue să fie cât mai mici, ceeace se obţine prin compensarea cât mai complectă a fluxului rotorului, precum şi printr'o saturaţie redusă a circuitului magnetic. Necesitatea de a compensa cât mai bine fluxul de reacţiune a indusului a condus la construcţia cu întrefier constant şi la aşezarea bobinajului de compensaţie în crestături făcute în polii de excitaţie. Dacă bobinajul de compensaţie este executat în scurtcircuit, compensarea nu poate fi perfectă, deoarece fluxul de reacţiune şi cel de compensaţie nu mai sunt în perfectă opoziţie de fază. Această ultimă metodă are însă avantajul că se poate reduce izolaţia bobinajului de compensaţie faţă de izolaţia bobinajului inductor, aşa încât costul maşinii scade, însă factorul ei de putere se micşorează. La aceleaşi dimensiuni ale maşinii, sporirea numărului de poli conduce la micşorarea fluxului de scăpări, deoarece legăturile frontale devin mai scurte.

Cea mai mare influenţă asupra factorului de putere o are raportul turaţiilor $\frac{n}{n_s}$. Deoarece din motive mecanice şi din alte considerente de utilizare, viteza n nu poate fie prea mare, este necesar ca turaţia sincronă, respectiv frecvenţa f a

reţelei să fie mică, motiv care alături de necesitatea unei comutaţii bune, a condus la alegerea frecvenţei de $16\frac{2}{3}$ Hz în cele mai multe reţele monofazate de tracţiune electrică. S'au construit motoare care la $\frac{n}{n_s} = 9$ au funcţionat cu un factor de putere 0,98.

La pornire, factorul de putere este practic zero, deoarece reactanţa totală ΣX este mult mai mare ca suma rezistenţelor ΣR. El creşte cu turaţia, şi deoarece la cuplu constant viteza motorului creşte cu tensiunea aplicată, rezultă implicit că factorul de putere creşte simultan cu creşterea tensiunii.

La funcţionarea sub tensiune constantă, viteza scăzând cu sarcina după o caracteristică serie, scade cu sarcina şi valoarea factorului de putere (fig. 20), spre deosebire de motorul asincron la care factorul de putere creşte cu sarcina.

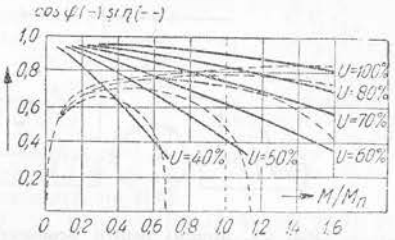


Fig. 20. Factorul de putere şi randamentul, în funcţie de cuplu, la diferite tensiuni.

12. Comutaţia. Pentru simplificare, se va presupune că toate mărimile (flux, curent, tensiune) care intervin în fenomenul de comutaţie sunt sinusoidale, deci se face abstracţie de armonicele produse de saturaţia fierului şi de crestături.

În secţiunile scurtcircuitate sub perii se produc:

— Forţa electromotoare de inversarea curentului, dată de relaţia (7.2):

$$e_x = 2w_s\, l_i\, v_r\, A\Lambda\, 10^{-8}\ [\mathrm{V}],$$

în fază cu fluxul şi cu curentul şi proporţională cu viteza maşinii.

— Forţa electromotoare statică, dată de relaţia (7.3):

$$e_s = \pi\sqrt{2}\, f w_s \Phi\, 10^{-8}\ [\mathrm{V}]$$

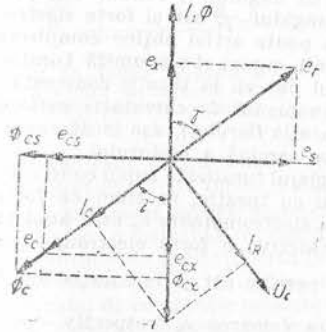


Fig. 21. Diagrama tensiunilor în secţiunea scurtcircuitată de perii.

constantă pentru un flux dat şi decalată cu $\frac{\pi}{2}$ în urma curentului. Aceste forţe electromotoare se compun într'o forţă electromotoare rezultantă:

$$e_r = \sqrt{e_x^2 + e_s^2},$$

decalată cu un unghi γ în urma curentului (fig. 21).

— Forţa electromotoare de rotaţie e_c, produsă prin rotaţia secţiunilor scurtcircuitate în câmpul polilor de comutaţie, deci în fază cu acest câmp şi deasemenea proporţională cu viteza motorului (fig. 21). Forţa electromotoare de rotaţie e_c, care trebue să anuleze forţa electromotoare e_r, deci şi fluxul care produce această forţă electromotoare, trebue să fie în opoziţie de fază cu e_r. Rezultă că fluxul polilor de comutaţie Φ_c, nu poate fi produs de un curent în fază sau în opoziţie de fază cu curentul rotoric.

Există posibilitatea de a produce separat componentele Φ_{cx} şi Φ_{cs} ale fluxului de comutaţie Φ_c, astfel încât fiecare dintre aceste componente să anuleze compo-

nentele e_x şi e_s ale forţei electromotoare rezultante e_r. Este însă preferabil ca fluxul Φ_c să fie produs de un singur bobinaj de comutaţie. Bobinajul polilor de comutaţie şi cel rotoric sunt astfel executate, încât curentul rotoric parcurgând cele două bobinaje în serie să producă fluxuri în opoziţie, ceeace echivalează cu a considera (pe diagramă) că bobinajul polilor de comutaţie este parcurs de un curent $-I$. In paralel cu bobinajul de comutaţie este legată rezistenţa ohmică R_c (fig. 22). Notând cu U_c tensiunea bobinajului de comutaţie (fig. 23), curentul I_R în rezistenţa R_c este în fază cu tensiunea U_c, iar curentul I_c în bobinajul de

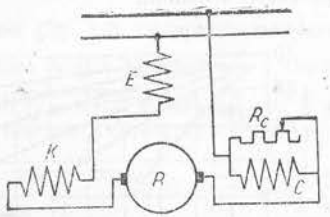


Fig. 22. Montaj pentru producerea câmpului de comutaţie rezultant, prin shuntarea bobinajului polilor de comutaţie.

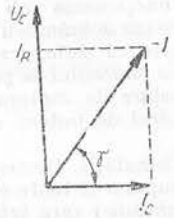


Fig. 23. Obţinerea componentei I_c decalată cu unghiul γ în urma curentului $-I$.

comutaţie, neglijând rezistenţa lui ohmică în comparaţie cu reactanţa sa, este decalat cu $\frac{\pi}{2}$ în urma acestei tensiuni. Curentul $-I$ se descompune deci în componentele I_R şi I_c. Alegând în mod convenabil rezistenţa R_c, se poate face ca curentul I_c să fie decalat în urma curentului $-I$ cu unghiul γ. Fluxul Φ_c, produs de curentul I_c, în urma curentului $-I$ cu unghiul γ, cât şi forţa electromotoare e_c, vor fi în opoziţie de fază cu e_r. Se poate astfel obţine complecta anulare a forţei electromotoare e_r, pentru un anumit curent şi o anumită turaţie. Dacă la viteza constantă variază curentul (reglajul puterii la turaţie constantă), toate forţele electromotoare care intervin în fenomenul de comutaţie variază proporţional cu curentul (făcând abstracţie de saturaţia fierului), aşa încât comutaţia se menţine bună la acea viteză pentru orice sarcină a motorului.

Dacă însă la un anumit cuplu variază turaţia (reglajul turaţiei la cuplu constant), forţele electromotoare e_x şi e_c variază proporţional cu turaţia, în timp ce forţa electromotoare e_s rămâne constantă. Deoarece forţa electromotoare e_x este anulată la orice turaţie, în bobina scurtcircuitată rămâne activă o forţă electromotoare decalată cu $\frac{\pi}{2}$ faţă de curentul I, care, atât la pornire cât şi la turaţia dublă celei pentru care a fost calculată comutaţia, are valoarea e_s (respectiv $-e_s$), înrăutăţind comutaţia. Din această cauză, forţa electromotoare statică în spirele scurtcircuitate nu trebue să depăşească 3,8 V la pornire şi 2,5—3 V la curentul nominal. Necesitatea de a menţine forţa electromotoare statică e_s la o valoare scăzută a condus la adoptarea frecvenţei de $16\frac{2}{3}$ în reţelele de tracţiune electrică. O complectă anulare a forţei electromotoare e_r şi la alte turaţii, cu excepţia pornirii, nu s'ar putea face decât prin schimbarea numărului de spire în bobinajul de comutaţie şi variaţia rezistenţei R_c. Rezistenţa R_c cauzează un consum suplimentar de putere care, la motoarele mici, micşorează randamentul cu circa 3%, iar la cele mari, cu circa 0,5%.

Pentru a putea admite forţe electromotoare statice mai mari, în special în cazul frecvenţei de 50 Hz, motorul se execută uneori cu legături de rezistenţă mărită (fig. 24) între bobinajul rotorului şi lamelele colectorului. Ele limitează valoarea curenţilor în spirele scurtcircuitate de perii. Fiecare legătură de rezistenţă este parcursă de curent numai în momentul când lamela corespunzătoare trece pe sub perie, astfel încât pierderea prin efect Joule-Lenz este redusă.

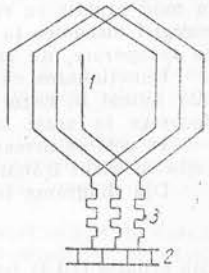


Fig. 24. Folosirea legăturilor de rezistenţă mărită (3) între bobinajul rotoric (1) şi colector (2).

Saturaţia circuitului magnetic influenţează comutaţia în mod nefavorabil.

Unele dintre mărimile din diagramă (fig. 21) nu mai sunt sinusoidale, aşa încât valoarea ei practică este mult micşorată. Experienţa a dovedit că rezistenţa R_c, care trebue montată în paralel cu bobinajul polilor de comutaţie, calculată pe baza acestei diagrame, nu conduce la cea mai favorabilă comutare a curentului şi deaceea este recomandabil ca valoarea ei exactă să se determine prin încercări. Intr'adevăr, componenta Φ_{cs} a fluxului polilor de comutaţie este produsă de un curent proporţional cu curentul maşinii, care produce fluxul de excitaţia Φ. Dacă polii principali sunt saturaţi, iar cei de comutaţie nu sunt saturaţi, fluxul Φ_c va fi proporţional cu I, în timp ce fluxul Φ nu va fi proporţional cu I, astfel încât forţa electromotoare e_{cs}, care anulează forţa electromotoare e_s, nefiind proporţională cu e_s, comutaţia este bună numai pentru o anumită valoare a curentului I, chiar la turaţia optimă. Pe de altă parte, forţa electromotoare de rotaţie E_2, neglijând căderile de tensiune, este aproximativ egală şi direct opusă tensiunii U aplicate motorului; deci atât E_2 cât şi fluxul de excitaţie Φ, care o produce, vor fi aproximativ sinusoidale ca şi tensiunea reţelei. Dacă maşina este puternic saturată, fluxul sinusoidal Φ determină deformarea curentului de excitaţie a cărui curbă nu mai rămâne sinusoidală, ci ascuţită (fig. 25), în consecinţă nici fluxul polilor de comutaţie nu va fi sinusoidal. Anularea forţei electromotoare statice e_s prin componenta e_{cs} a forţei electromotoare de rotaţie e_c, datorită câmpului de comutaţie, nu mai este complectă, deoarece prima este proporţională cu fluxul de excitaţie, deci sinusoidală, iar a doua, proporţională cu fluxul polilor de comutaţie, deci nesinusoidală.

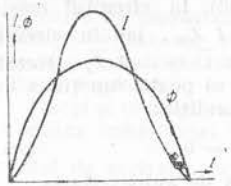


Fig. 25. Curba fluxului şi a curentului la motorul cu colector monofazat serie.

Sub acest aspect, rezistenţa montată în paralel cu bobinajul polilor de comutaţie are o influenţă favorabilă, deoarece în primul rând armonicele superioare ale curentului de excitaţie trec în principal prin rezistenţă şi nu prin bobinajul polilor de comutaţie. In al doilea rând, rezistenţa determină amortizarea armonicelor fluxului de comutaţie produse de crestăturile rotorului. Intr'adevăr datorită faptului că curenţii produşi în bobinajul polilor de comutaţie prin variaţia fluxului în crestături pot atinge valori mari, întrucât bobinajul polilor de comutaţie este scurtcircuitat de rezistenţa R_c, fluxul produs de aceşti curenţi amortizează pulsaţiile fluxului în crestături.

Legăturile de rezistenţă mărită ale bobinajului rotoric la colector fac ca motorul să fie mai puţin sensibil faţă de defectele de comutaţie cauzate de greutăţile ce se ivesc în determinarea condiţiilor optime de anulare a forţei electromotoare statice.

13. Funcţionarea ca generator. Autoexcitaţia. Funcţionarea maşinii cu colector, monofazată serie, ca generator sub o frecvenţă corespunzătoare reţelei la care este legată, nu este posibilă, deoarece motorul serie ca toate maşinile cu colector cu caracteristică serie, are proprietatea să se autoexcite cu o frecvenţă străină reţelei, în mod practic cu curent continuu. Din această cauză, în general transmiterea energiei mecanice în reţea pentru a putea fi utilizată, şi în particular frânarea cu recuperare, nu este posibilă.

Funcţionarea ca generator a maşinii cu colector, monofazată serie este posibilă numai în cazul frânării pe rezistenţă pentru disiparea energiei de frânare, deoarece în acest caz frecvenţa nu mai prezintă nicio importanţă.

In cele ce urmează se vor determina elementele care condiţionează autoexcitaţia în cazul frânării pe rezistenţă.

Din diagrama tensiunilor (fig. 14) se deduce ecuaţia vectorială:

$$\overline{U} = \overline{I}\Sigma R + \overline{E}_2 + j\,\overline{I}\Sigma X.$$

Din ecuaţia (10.4) rezultă că se poate scrie: $\overline{E}_2 = c\,\frac{n}{n_s}\,\overline{I}$

şi, împărţind ecuaţia de mai sus cu $\overline{I}$, se obţine impedanţa aparentă a maşinii:

$$\overline{Z}_m = \frac{\overline{U}}{\overline{I}} = \Sigma R + c\,\frac{n}{n_s} + j\,\Sigma X.$$

Fie deasemenea $\overline{Z}_r = R_r + jX_r$ impedanţa reţelei.

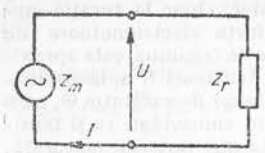


Fig. 26. Generatorul serie cu colector, monofazat. Funcţionarea pe o impedanţă de sarcină.

Pentru moment se va presupune că în reţea nu există alt generator (fig. 26). In circuitul maşinii se poate scrie ecuaţia $\overline{U} = \overline{I}\,\overline{Z}_m$, iar în circuitul reţelei se poate scrie ecuaţia $\overline{U} = -\overline{I}\,\overline{Z}_r$. Rezultă de aici că pentru ca maşina să poată funcţiona este necesar să fie îndeplinită condiţia:

$$\overline{Z}_m + \overline{Z}_r = 0, \qquad (13.1)$$

care este evident şi condiţia de autoexcitaţie.

Pentru ca să se producă curent, trebue ca reactanţa totală, a maşinii şi reţelei să fie nulă, ceeace se poate realiza pentru toate cazurile. Intr'adevăr, această condiţie este îndeplinită când separat suma rezistenţelor ohmice şi separat suma reactanţelor este nulă. In consecinţă, faţă de rezistenţa ohmică pozitivă a reţelei şi a maşinii, trebue să existe o rezistenţă negativă, adică un generator de putere activă care să acopere pierderile ohmice. Deasemenea, reactanţa inductivă a maşinii şi a reţelei trebue să fie anulată, fie printr'o reactanţă capacitivă, fie prin valoarea nulă a frecvenţei, ceeace corespunde curentului continuu.

In acest caz, relaţia (13.1) devine:

$$\Sigma R + c\,\frac{n}{n_s} + R_r + j\,(X_r + \Sigma X) = 0.$$

Condiţia este îndeplinită când:

$$\frac{n}{n_s} = -\frac{R_r + \Sigma R}{c} \quad \text{şi} \quad X_r + \Sigma X = 0.$$

Din prima relaţie rezultă turaţia, iar din ultima rezultă frecvenţa la care are loc autoexcitaţia.

Dacă există o capacitate, valoarea frecvenţei de autoexcitaţie este dată de condiţia de rezonanţă:

$$\omega = 2\pi f = \frac{1}{\sqrt{LC}}.$$

Cum, în general, nu se utilizează condensatori, rezultă că cea de a doua condiţie echivalează cu frecvenţa nulă pentru curenţii de excitaţie, adică autoexcitaţia se produce în curent continuu.

Ipoteza făcută că în reţea nu există niciun alt generator, nu modifică calculul de mai sus în cazul real când ar exista şi alţi generatori, deoarece autoexcitaţia producându-se la o frecvenţă diferită de a reţelei, tensiunile opuse de aceşti generatori nu au nicio influenţă.

Din punct de vedere practic generatorul autoexcitat funcţionând în curent continuu, curentul produs se va închide prin rezistenţa bobinajelor celorlalte maşini ca şi cum forţa lor electromotoare alternativă nu ar exista. In schimb, rezistenţa ohmică a întregului circuit fiind foarte mică, în mod practic maşina autoexcitată funcţionează în scurtcircuit. Pentru a evita acest lucru, se poate intercala un reostat în circuit.

Curenţii celorlalţi generatori se suprapun curentului de autoexcitaţie şi rezistenţele lor sunt înglobate în impedanţa generală a reţelei Z_r.

In general, la reţelele mari impedanţa totală a reţelei este atât de mică, încât poate fi neglijată faţă de impedanţa Z_m.

Pentru ca maşina să poată funcţiona ca generator la frecvenţa reţelei, în particular în regim de frânare cu recuperare, excitaţia în serie trebue înlocuită printr'o excitaţie separată.

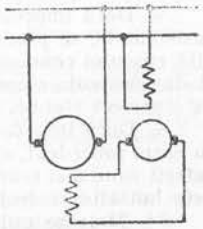


Fig. 27. Generatorul serie cu colector, monofazat. Producerea tensiunii de excitaţie cu ajutorul unei maşini auxiliare.

Totuşi şi în acest caz se ivesc dificultăţi de funcţionare. Din cauza inductanţei ridicate a circuitului de excitaţie, curentul de excitaţie va fi decalat aproape cu $\frac{\pi}{2}$ faţă de tensiunea de excitaţie; deci şi forţa electromotoare de rotaţie obţinută la perii va fi decalată cu aproape $\frac{\pi}{2}$ faţă de tensiunea alimentând circuitul de excitaţie.

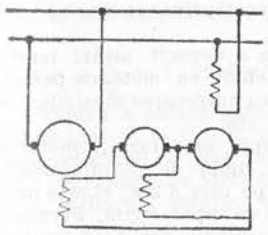


Fig. 28. Generator serie cu colector, monofazat. Producerea tensiunii de excitaţie cu ajutorul a două maşini auxiliare.

Pentru ca recuperarea să fie posibilă trebue ca forţa electromotoare produsă de maşină să fie aproape în opoziţie de fază faţă de tensiunea reţelei, deci ca bobinajul de excitaţie să fie alimentat cu o tensiune decalată în urmă cu aproape $\pi/2$ faţă de tensiunea reţelei. In acest scop, bobinajul de excitaţie este legat la un decalator de fază, sau la rotorul unei maşini serie auxiliare al cărei bobinaj de excitaţie este alimentat de reţea, montate conform schemei electrice din fig. 27 (pentru simplificare bobinajul de compensaţie şi cel de comutaţie nu au fost figurate).

In cazul când rezistenţa şi inductanţa circuitelor de excitaţie ale maşinilor creează un decalaj a curentului de excitaţie diferit de 90°, se poate întrebuinţa şi montajul din fig. 28 cuprinzând două maşini auxiliare, având rotorii montaţi

în serie, astfel încât circuitul de excitaţie al celei de a doua maşini este legat la rotorul celei dintâi. Prin aceasta, cele două forţe electromotoare obţinute în circuitul de excitaţie sunt decalate între ele cu aproape $\frac{\pi}{2}$, iar tensiunea rezultantă obţinută în circuitul de excitaţie al motorului principal va avea faţă de tensiunea reţelei un decalaj în urmă oarecare, cuprins între aproximativ 90° şi 180°, depinzând de valorile relative ale forţelor electromotoare produse de cele două maşini auxiliare.

Frânarea cu recuperare este posibilă şi în cazul în care înfăşurarea de excitaţie este alimentată la o tensiune în fază cu tensiunea reţelei, însă trebuie schimbată convenabil faza curentului rotoric I. În acest caz înfăşurarea de excitaţie este alimentată cu o tensiune convenabil aleasă de la prizele transformatorului care alimentează motorul, iar în serie cu înfăşurarea rotorului se montează o impedanţă Z, care serveşte şi la limitarea curentului rotoric. Ţinînd seamă de caracteristicele impedanţei Z şi presupunând că curentul de excitaţie este constant, studiul exact arată următoarele:

— Dacă impedanţa Z este o rezistenţă ohmică, faţă de care se poate neglija reactanţa circuitului rotoric, atât motorul cât şi reţeaua furnizează energie acestei rezistenţe, nu se poate face deci recuperarea. Metoda nu este folosită.

— Dacă impedanţa Z este o reactanţă inductivă, faţă de care se pot neglija rezistenţele, se produce recuperarea, maşina desvoltând un cuplu constant. Datorită cuplului constant funcţionarea este teoretic instabilă, însă dacă se ţine seama şi de rezistenţa circuitului rotoric, cuplul scade când turaţia creşte şi funcţionarea este perfect stabilă. Factorul de putere este mic.

— Dacă impedanţa Z este o reactanţă capacitivă, maşina se comportă ca şi în cazul precedent, cu excepţia factorului de putere care este îmbunătăţit. Condensatorii fiind mai scumpi decât bobinele de reactanţă, în alegerea metodei de frânare este hotărîtor calculul economic.

14. **Motoare universale.** Prin această denumire se înţeleg motoarele care pot funcţiona atât în curent continuu, cât şi în curent alternativ monofazat. Ele sunt motoare de putere mică, variind între 0,5 şi 300 W şi pentru turaţii de la 1 500 până la 18 000 rot/min. Statorul lor este construit din tole şi are poli de excitaţie aparenţi, cu bobinaj de excitaţie concentrat (fig. 29). Motoarele universale nu au poli de comutaţie şi nici bobinaj de compensaţie.

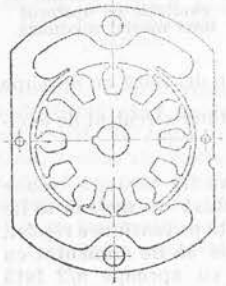


Fig. 29. Tola unui motor universal.

Periile sunt montate uneori fixe şi uneori decalabile.

Domeniul lor de utilizare a devenit astăzi foarte larg, fiind folosite atât în ateliere ca motoare pentru maşini-unelte mici, cât şi pentru antrenarea maşinilor de calculat, maşinilor de menaj, etc.

Faţă de motorul asincron monofazat, motorul universal are avantajul unui cuplu de pornire mare. Din cauza caracteristicei serie pe care o are, el este propriu unei funcţionări grele şi cu suprasarcini. Formula (10.3), valabilă şi în curent continuu, arată că pentru un cuplu constant, curentul absorbit de motor este acelaşi în curent continuu şi în curent alternativ. Notând cu indicii «a» mărimile care se referă la funcţionarea în curent alternativ, iar cu indicii «c», mărimile care se referă la funcţionarea în curent continuu, se pot scrie relaţiile:

$$P_c = UI_c = M_c \frac{2\pi n_c}{60}$$

$$P_a = UI_a \cos\varphi = M_a \frac{2\pi n_a}{60}.$$

În cazul unui acelaşi cuplu util, $M_c = M_a$, $I_a = I_c$, deci se obţine relaţia $n_a = n_c \cos\varphi$, care arată că la acelaşi cuplu viteza motorului este mai mare în curent continuu decât în curent alternativ.

Pentru valori mici ale cuplului, deci viteze mari, factorul de putere al motorului în curent alternativ se apropie de valoarea 1, aşa încât diferenţa de viteză este mică şi curbele de viteză au aspectul din fig. 30. Dacă este necesar ca viteza în curent alternativ să nu scadă prea mult, trebue ca factorul de putere să fie pe cât posibil mai mare; această condiţie impune scăpări de flux mici şi un raport n/n_s pe cât posibil mai mare. Deoarece aceste motoare sunt, în general, legate la reţele de frecvenţă 50 Hz şi cum, în general, ele sunt bipolare, deci $n_s = 3\,000$ rot/min, ultima condiţie impune folosirea acestor motoare la turaţii foarte mari. Dacă totuşi turaţia nominală n nu poate fi mărită, pentru a compensa scăderea prea mare de viteză, la funcţionarea în curent alternativ trebue folosite mijloace speciale: regulator centrifugal, contactor centrifugal, prize la bobinaj, iar în unele cazuri, pentru anumite domenii, chiar decalarea periilor, în mod analog ca la motoarele cu repulsie.

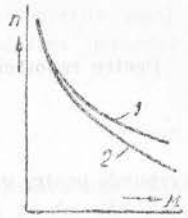


Fig. 30. Turaţia motorului universal în curent continuu (1) şi în curent alternativ (2), în funcţie de cuplu.

15. **Indicaţii pentru calcul şi proiectare.** Motorul cu colector, monofazat serie este astăzi folosit aproape în mod excluziv ca motor de tracţiune electrică, deaceea în cele ce urmează ne vom referi în special la acest caz.

α) *Mărimea fluxului principal.* Forţa electromotoare statică indusă în secţiunea scurtcircuitată între două lamele vecine este dată de relaţia (v. 7.3):

$$e_s = \pi\sqrt{2}\, f w_s \Phi\, 10^{-8} = \pi\sqrt{2}\, f w_s' \frac{p}{a_2} \Phi\, 10^{-8} \text{ [V]}, \qquad (15.1)$$

unde w_s' este numărul de spire în serie dintr'o bobină (element de bobinaj); p — numărul perechilor de poli; $2a_2$ — numărul căilor de curent în paralel. Pentru un bobinaj ondulat, simplu, $a_2 = 1$ şi $\frac{p}{a_2} = p$; pentru un bobinaj buclat, simplu, $a_2 = p$ şi $\frac{p}{a_2} = 1$; pentru un bobinaj buclat multiplu (dublu), $a_2 = 2p$ şi $\frac{p}{a_2} = \frac{1}{2}$.

Pentru a obţine o valoare cât mai mică pentru forţa electromotoare statică trebue luat $w_s' = 1$ şi $a_2 = p$, deci trebue folosit un bobinaj buclat. Considerând cazul tracţiunii electrice la frecvenţa $16\frac{2}{3}$ Hz şi valoarea maximă admisă pentru forţa electromotoare statică la puterea nominală $e_s = 2{,}5 \ldots 3$ V, se obţine pentru fluxul principal maxim, valoarea:

$$\Phi_{max} = \frac{e_s\, 10^8}{\pi\sqrt{2}\, f} = \frac{3 \cdot 10^8}{4{,}44 \cdot 16{,}67} = 4{,}05 \cdot 10^6 \text{ maxweli}$$

Prin folosirea unui bobinaj bulcat multiplu (dublu) cu $2a_2 = 2 \cdot 2p$ căi de curent în paralel, se obţine $\frac{p}{a_2} = \frac{1}{2}$. Toate forţele electromotoare induse în secţiunea în comutaţie, incluziv e_s, devin de două ori mai mici decât în cazul precedent.

Păstrând aceeaşi valoare maximă admisă pentru forţa electromotoare statică $e_s = 3$ V, fluxul maxim admisibil se dublează.

β) *Lungimea ideală a rotorului* l_i. Ecartamentul căii ferate impune o limită pentru lungimea ideală a maşinii. In cazul ecartamentului de 1435 mm, lungimea ideală a rotorului este în mod normal;

$$l_i = 30 \ldots 40 \text{ cm}.$$

Motoarele de tracţiune electrică se construesc deobicei cu răcire forţată, axială.

γ) *Diametrul rotorului.* Viteza periferică maximă admisă la colector în cazul motoarelor de tracţiune, se poate lua:

$$v_{kM} = 40 \ldots 50 \text{ m/s}.$$

Pentru raportul D_k/D între diametrul colectorului şi al rotorului:

$$\frac{D_k}{D} = 0{,}7 \ldots 0{,}85 \qquad (15.2)$$

corespunde pentru viteza periferică maximă a rotorului valoarea $v_{kM} = 50 \ldots 60$ m/s câte odată chiar 65 m/s.

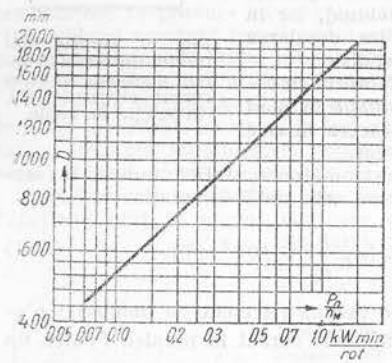


Fig. 31. Diametrul rotorului motorului cu colector, monofazat, serie, funcţie de raportul $\frac{P_n}{n_M}$.

Crestăturile rotorului sunt făcute astfel, încât fundul lor să fie plasat pe un cerc de diametru aproape egal cu al colectorului. Adâncimea lor fiind h_c, rezultă $D_k \cong D - 2h_c$.

Vitezele periferice de mai sus corespund vitezei maxime n_M a rotorului, care, faţă de viteza nominală n_n, are în mod normal valoarea $\frac{n_n}{n_M} = 0{,}6 \ldots 0{,}7$.

Deoarece lungimea ideală l_i a rotorului motoarelor de tracţiune poate varia în limite restrânse, sporirea puterii motorului se poate face numai printr'o sporire corespunzătoare a diametrului rotorului, care trebue să crească pătratic cu raportul $\frac{P}{n}$, P fiind puterea motorului. Fig. 31 indică mărimea diametrului D în funcţie de $\frac{P_n}{n_M}$ pentru motoare cu răcire forţată, P_n fiind puterea nominală.

Pentru a se putea controla periile este necesar ca între portperii să existe o distanţă minimă de circa 15 cm. Ţinând seama de această distanţă şi considerând pentru raportul $\frac{D_k}{D}$ valoarea 0,85, rezultă pentru pasul polar τ_p o valoare minimă $\tau_p \cong 18$ cm. Valoarea maximă fiind $\tau_p \simeq 30$ cm, între pasul polar $\tau_p \cong 18 \ldots 30$ cm şi lungimea rotorului $L = l_i = 30 \ldots 40$ cm corespunde raportul $\frac{L}{\tau_p} = 2{,}2 \ldots 1$

şi o viteză periferică sincronă a rotorului $v_{rs} = 2\,\tau_p\,f = 6 \ldots 10$ m/s. In consecinţă, valoarea medie a raportului dintre viteza maximă şi viteza sincronă este;

$$\frac{n_M}{n_s} = \frac{v_{rM}}{v_{rs}} = 6 \ldots 9.$$

δ) *Inducţia în întrefier.* Curba câmpului motorului cu colector, monofazat, serie este aproximativ dreptunghiulară. Dacă se ţine seamă de expresia:

$$\Phi = \alpha_i\,\tau_p\,l_i\,B_\delta = b_i\,l_i\,B_\delta, \qquad (15.3)$$

în care b_i este lăţimea ideală a polului, iar α_i este factorul de acoperire ideal al polului, având valoarea $\alpha_i = b_i/\tau_p = 0{,}6 \ldots 0{,}75$, se obţine valoarea inducţiei în intrefier (pentru $w'_s = 1$ şi $a = p$):

$$B_\delta = \frac{\Phi}{b_i\,l_i} = \frac{e_s\,10^8}{\pi\sqrt{2}\,f\,b_i\,l_i}. \qquad (15.4)$$

Inducţia în aer trebue astfel aleasă, încât pe de o parte pentru dimensiunile alese forţa electromotoare e_s să rămână în limite admisibile, pe de altă parte, inducţia maximă în dinţii rotorului să nu depăşească valoarea de 22 000 gauşi.

In mod normal:

$$B_\delta = 4\,500 \text{ până la } 6\,000 \text{ gauşi}.$$

ε) *Densitatea liniară a curentului în rotor.* Valoarea ei maximă este impusă de tensiunea de inversare a curentului care, la turaţia nominală, nu trebue să depăşească valoarea $e_x = 5 \ldots 6$ V, deoarece deşi teoretic tensiunea de inversare a curentului este anulată prin rotirea în câmpul de comutaţie, totuşi, o parte din ea rămâne necompensată datorită diferenţelor de mărime şi de formă ale câmpului de comutaţie; restul tensiunii necompensate este cu atât mai mare cu cât este mai mare însăşi tensiunea e_x. Tensiunea de inversare a curentului având pentru viteza nominală valoarea dată de expresia (7.2):

$$e_x = 2w'_s\,l_i\,v_{rn}\,A\,\Lambda\,10^{-8} \quad [\text{V}], \qquad (15.5)$$

în care pentru permeanţa magnetică de scăpări se poate lua în acest caz valoarea 6, rezultă pentru densitatea liniară de curent valoarea:

$$A = 300 \text{ până la } 500 \text{ A/cm}.$$

ξ) *Câmpul de comutaţie.* Forţa electromotoare statică, e_s este anulată de forţa electromotoare e_{cs} (fig. 21), produsă prin rotaţie în câmpul Φ_{cs}. Notând cu B_{cs} inducţia corespunzătoare acestui flux:

$$e_{cs} = \frac{2}{\sqrt{2}}\,B_{cs}\,l_i\,v_r\,w'_s\,\frac{p}{a_2}\,10^{-8} \quad [\text{V}],$$

din relaţia $e_{cs} = e_s$ se obţine valoarea inducţiei B_{cs}:

$$B_{cs} = \frac{\sqrt{2}\,e_s\,10^8}{2v_r\,l_i\,w'_s\,\frac{p}{a_2}} \text{ gauşi}. \qquad (15.6\text{ a})$$

Pentru anularea tensiunii de inversare a curentului este necesar câmpul dat de relaţia (7.5):

$$B_{cx} = \sqrt{2}\ A\ \Lambda \text{ gauşi.} \qquad (15.6\ b)$$

Câmpul de comutaţie rezultant va trebui să aibă valoarea:

$$B_c = \sqrt{B_{cs}^2 + B_{cx}^2}\,. \qquad (15.7)$$

Formulele (15.6 a) şi (15.6 b) sunt valabile numai pentru un bobinaj cu pas diametral. Ele pot fi folosite cu suficientă exactitate şi în cazul bobinajului cu pas scurtat, deoarece dacă maşina are poli de comutaţie, scurtarea pasului este mică. Fluxul polilor de comutaţie rezultă egal cu:

$$\Phi_c = B_c\, l_i\, b_{ci}\,, \qquad (15.8)$$

în care b_{ci} este lărgimea zonei de comutaţie, egală aproximativ cu dublul pas polar al crestăturilor rotorului.

η) Tensiunea la perii şi tensiunea la borne. Forţa electromotoare de rotaţie are valoarea dată de relaţia (9.1):

$$E_2 = 2\sqrt{2}\, w_2 \frac{pn}{60}\, \Phi\, 10^{-8}\ [\mathrm{V}].$$

Înlocuind în această relaţie

$$w_2 = \frac{N_2}{2\cdot 2a_2} = \frac{k}{2a_2}, \quad v_{kn} = \frac{\pi D_k n_n}{60}, \quad \pi D_k = k\tau_k, \quad \Phi = \frac{e_s\, 10^8}{\sqrt{2}\,\pi f},$$

unde N_2 este numărul total de conductori ai rotorului; k — numărul de lamele la colector şi τ_k — pasul lamelelor la colector, se obţine:

$$E_2 = \frac{1}{\pi}\cdot\frac{e_s}{f}\cdot\frac{v_{kn}}{\tau_k}. \qquad (15.9)$$

Pasul lamelelor la colector (lăţimea lamei incluziv izolaţia de 0,8 mm între lamele) este:

$$\tau_k = 4{,}0\ldots 5{,}0 \text{ mm.}$$

Deoarece $v_{kn} = (0{,}6\ldots 0{,}7)\, v_{kM}$, unde $v_{kM} = 40\ldots 50$ m/s, tensiunea pentru care se poate construi rotorul la frecvenţa de 16 $^2/_3$ Hz rezultă de circa 500 V.

Căderile de tensiune ohmice şi inductive însumând circa 10%, tensiunea maximă la borne pentru care se pot construi aceste motoare este de aproximativ 550 V.

θ) Puterea pe perechea de poli. Puterea utilă a motorului rezultă aproximativ din formula $P = E_2 I$. Introducând în această expresie valoarea (9.1) a forţei electromotoare, în care $w_2 = \dfrac{N_2}{2\cdot 2a_2}$ se obţine:

$$P = 2\sqrt{2}\,\frac{N_2}{2\cdot 2a_2}\cdot\frac{pn_n}{60}\,\Phi\, I\, 10^{-8}\,[\mathrm{W}].$$

Valoarea densităţii liniare de curent fiind $A = \dfrac{N_2 I}{2a_2\pi D}$, iar $\dfrac{\pi D n_n}{60} = v_{rn}$, se obţine următoarea valoare aproximativă a puterii pe perechea de poli:

$$\frac{P}{p} = \sqrt{2}\, A v_{rn}\, \Phi\, 10^{-11}\,[\mathrm{kW}]. \qquad (15.10)$$

Considerând pentru densitatea liniară de curent a rotorului valoarea medie $A = 400$ A/cm, pentru viteza periferică nominală valoarea $v_{rn} = 0{,}7\ v_{rM}$ ($v_{rM} = 65$ m/s), iar pentru flux valoarea maximă:

$$\Phi_{max} = 4\cdot 10^6 \text{ maxwelli,}$$

rezultă că puterea pe perechea de poli este aproximativ:

$$\frac{P}{p} = 100 \text{ kW.}$$

Admiţând valori mai mari pentru densitatea liniară de curent sau folosind bobinaje multiple, se poate spori puterea nominală ce se obţine pe perechea de poli.

ι) Tensiunea între două lamele vecine. Între două perii vecine există forţa electromotoare de rotaţie E_2, precum şi $\dfrac{k}{2p}$ numărul de lamele ale colectorului.

Între două lamele vecine ale colectorului există o tensiunea medie:

$$e_{km} = 2p\cdot E_2/k. \qquad (15.11)$$

Tensiunea e_k între două lamele oarecare este variabilă de la lamelă la lamelă, şi anume variază în acelaşi mod în care variază inducţia în întrefier, aşa încât $e_{km}/e_k = B_{\delta m}/B_\delta = \alpha_i$.

Valoarea efectivă a tensiunii maxime între două lamele ale colectorului este deci:

$$e_k = \frac{e_{km}}{\alpha_i} = \frac{2p\, E_2}{k\,\alpha_i}.$$

Înlocuind valoarea lui E_2 din formula (15.9) şi ţinând seama de relaţiile

$$v_k = \frac{\pi D_k\, n}{60} = \frac{k\,\tau_k\, n}{60}\ ; \quad n_s = \frac{60 f}{p},$$

rezultă:

$$e_k = \frac{2}{\pi\alpha_i}\cdot\frac{n}{n_s}\, e_s\,. \qquad (15.12)$$

Dacă tensiunea între două lamele depăşeşte o anumită valoare, există pericolul de a se produce scântei între lamele, acoperindu-se întreaga suprafaţă a colectorului cu scântei.

Tensiunea între lamele crescând cu turaţia, rezultă că producerea scânteilor pe întreaga suprafaţă a colectorului limitează viteza la care motorul poate fi folosit în sarcină nominală.

Pentru $e_s = 3$ V, pentru motoarele noi la care $n/n_s = 9$ şi $\alpha_i \cong 0{,}7$, tensiunea între două lamele nu depăşeşte 35 V. Valorea $e_k = 35$ V este o valoare limită,

deoarece trebue considerat faptul că în exploatarea căilor ferate se produc variaţii mari ale tensiunii şi implicit variaţii mari ale tensiunii între lamele.

κ) *Lungimea utilă a colectorului* l_k. Dacă I_{sp} este curentul la un suport de perii, lungimea totală a periilor montate pe un suport, deci lungimea utilă a colectorului l_k, rezultă din formula:

$$I_{sp} = b_p \, l_k \, J_p \,, \tag{15.13}$$

în care b_p este lăţimea periei, egală în general cu 2,5 τ_k, iar J_p — densitatea curentului sub perii, depinzând de calitatea periilor, în mod obişnuit 9...10 A/cm².

Urmează a se verifica dacă colectorul nu depăşeşte încălzirea admisibilă ţinînd seama că la colector se produc pierderi prin frecări şi pierderi datorite căderii de tensiune în contactul dintre perii şi colector. Pierderile prin frecări se determină cu relaţia:

$$p_{fp} = 9{,}81 \, \mu_p \, f_p \, S_p \, v_k \quad [\mathrm{W}], \tag{15.14}$$

în care: μ_p este coeficientul de frecare între perii şi colector, cuprins, după felul periilor, între 0,1 şi 0,35; în medie, pentru maşinile de curent alternativ, $\mu_p = 0{,}25$, (mai mare ca la maşinile de curent continuu)

f_p — presiunea radială a periilor pe colector, cuprinsă între 0,2 şi 0,3 kgf/cm²; în medie pentru maşinile de curent alternativ $f_p = 0{,}25$ kgf/cm², iar pentru motoare cu exploatare grea (cale ferată sau motoare pentru maşini de ridicat) $f_p = 0{,}4$ kgf/cm²;

S_p — suprafaţa totală a periilor în cm²;

v_k — viteza periferică a colectorului în m/s.

Pierderile corespunzând căderii de tensiune la perii se determină cu relaţia

$$p_{up} = m \Delta U_p \, I_2 \quad [\mathrm{W}], \tag{15.15}$$

în care $\Delta U_p \cong 1{,}25$ V reprezintă căderea de tensiune la perii (mai mare ca la maşinile de curent continuu) iar pentru maşini monofazate $m = 2$.

Incălzirea nu va depăşi valoarea admisă $\Delta\Theta$, dacă la viteza v_k corespunde un coeficient de transmisie al căldurii, mai mare decît cel rezultat din relaţia:

$$h_k = \frac{p_{fp} + p_{up}}{\pi D_k \, l_k \, \Delta\Theta} \left[\frac{\mathrm{W}}{\mathrm{m^2 \cdot grd}}\right]. \tag{15.16}$$

Coeficientul h_k poate fi determinat din diagrame sau poate fi calculat cu: ajutorul relaţiei aproximative:

$$h_k = 50\,(1 + c_k \sqrt{v_k}) \left[\frac{\mathrm{W}}{\mathrm{m^2 \cdot grd}}\right], \tag{15.17}$$

unde $c_k = 0{,}7$ dacă colectorul are răcire naturală sau $c_k = 1{,}0...1{,}3$ dacă se folosesc mijloace speciale de răcire.

λ) *Raportul între puterea nominală în cazul motorului cu răcire artificială* P_{na} *şi puterea nominală pentru motorul cu răcire proprie* P_{np} este în general:

$$\frac{P_{na}}{P_{np}} = 1{,}3 \ldots 1{,}5.$$

Raportul între puterea uniorară P_h şi puterea nominală P_{nd} la funcţionare în regim de durată este:

$$\frac{P_h}{P_{nd}} = 1{,}25 \ldots 1{,}3 \,.$$

μ) *Exemplu pentru calculul unui motor cu colector, monofazat serie*, de tracţiune electrică, cu puterea nominală $P_n = 200$ kW, turaţie nominală $n_n = 1\,150$ rot/min, turaţie maximă $n_M = 1\,920$ rot/min, tensiune $U = 310$ V, frecvenţă $f = 16\frac{2}{3}$ Hz, cu răcire artificială.

Numărul perechilor de poli. Pentru a nu recurge la solicitările maxime admise şi pentru a avea un factor de putere mai bun (deci o turaţie sincronă mai mică se va lua pe perechea de poli o putere mai mică de 100 kW (deci $a_2 = p$) şi anume trei perechi de poli, $a_2 = p = 3$. La frecvenţa $16\frac{2}{3}$ Hz corespunde o turaţie sincronă $n_s = 333$ rot/min, deci $n_M/n_s = 5{,}75$.

Dimensiunile principale ale rotorului. Pentru $P_n/n_M = 200/1\,920 = 0{,}104$ kW·min/rot, din fig. 31 rezultă $D = 540$ mm, deci $\tau_p = 28{,}3$ cm, $v_{rM} = 54{,}2$ m/s, $v_{rs} = 9{,}4$ m/s. Admiţând $e_s = 3{,}0$ V, $B_\delta = 5\,200$ gauşi şi $\alpha_i = 0{,}75$. Din relaţia (15.4) se deduce lungimea ideală a rotorului $l_i = 37$ cm. Lungimea reală va fi $L = l_i = 37$ cm adoptându-se răcirea axială. Pentru flux rezultă valoarea $\Phi = 4.09 \cdot 10^6$ maxweli.

Colectorul. Admiţând $D_k = 0{,}74\,D$, rezultă $D_k = 400$ mm, $v_{kM} = 40{,}1$ m/s, $v_{kn} = 24{,}1$ m/s. Admiţând pasul lamelelor la colector $\tau_k = 5$ mm, rezultă un număr de lamele $k = 252$. Aşezând în fiecare crestătură patru conductori alăturaţi, vor fi necesare pe rotor 63 crestături, corespunzând unui pas al crestăturilor $\tau_{c2} = 26{,}9$ mm. Pentru un randament al maşinii $\eta = 89{,}5\,\%$ şi un factor de putere $\cos\varphi = 0{,}96$ curentul absorbit are valoarea $I = 750$ A. Curentul într'un suport de perii $I_{sp} = I/p = 250$ A. Alegând densitatea de curent sub perii $J_p = 9$ A/cm² şi lăţimea periilor $b_p = 2{,}5\,\tau_k = 12{,}5$ mm, din relaţia (15.13) se deduce lungimea utilă a colectorului şi lungimea periilor pe un suport, $l_k = l_p \cong 22$ cm. Urmează a se face verificarea la încălzire, conform relaţiilor (15.14), (15.15) şi (15.16).

Bobinajul rotorului. Curentul pe calea de curent $I_a = I/2a = 125$ A. Conductorii se aleg cu secţiunea dreptunghiulară $2{,}4 \times 17{,}5 = 42$ mm², corespunzând la o densitate de curent de 2,98 A/mm². Sunt necesari $N_2 = 2k = 504$ conductori ($w'_s = 1$). Crestăturile au 14,8 mm lăţime şi 41,5 mm adâncime (fără pană).

Bobinajul de compensaţie. Aşezarea bobinajelor statorice în crestături şi anume a bobinajului de compensaţie, de excitaţie sau comutaţie, cum şi calculul corect al ultimelor două bobinaje necesită o serie de încercări, care nu pot fi verificate decât după ce se cunosc toate cele trei bobinaje. In cele ce urmează se vor enumera caracteristicele deduse prin una din aceste încercări. Pe stator sunt efectuate 48 crestături, deci 8 crestături pe pol, din care 6 sunt crestături de compensaţie, iar 2 sunt de excitaţie. Bobinajul de compensaţie are în fiecare crestătură câte 10 conductori, deci în total $N_k = 480$ conductori. Densitatea liniară de curent a rotorului rezultă:

$$A_r = \frac{I_a N_2}{\pi D} = \frac{125 \cdot 504}{\pi \cdot 54} = 370 \text{ A/cm}.$$

Pentru a obţine secţiuni mai mici pentru conductorii bobinajului de compensaţie, cei şase poli de compensaţie se leagă în paralel, deci prin fiecare conductor curentul

este $I/2p = 750/6 = 125$ A. Densitatea liniară de curent a bobinajului de compensaţie este:

$$A_k = \frac{N_k \cdot I/2p}{\pi D} = \frac{480 \cdot 125}{\pi \cdot 54} = 352 \text{ A/cm} = 0{,}95 \ A_r .$$

Conductorii bobinajului au secţiune dreptunghiulară $2{,}5 \cdot 16{,}5 = 41$ mm² corespunzînd la o densitate de curent de 3,04 A/mm². Crestăturile de compensaţie sunt late de 19,6 mm şi adânci de 40,0 mm (fără pană).

Bobinajul de excitaţie. Acest bobinaj are în fiecare crestătură 12 conductori de dimensiuni $6{,}2 \cdot 7{,}0 = 42$ mm². Cei şase poli sunt legaţi în paralel deci în fiecare conductor curentul este de 125 A şi corespunde o densitate de curent 2,98 A/mm². În total bobinajul are $12 \cdot 12 = 144$ conductori corespunzînd la un număr echivalent de spire (spire parcurse de curentul $I = 750$ A) dat de relaţia:

$$w_e = 144/2 \cdot 6 = 12.$$

Bobinajul de comutaţie. În fiecare din crestăturile de excitaţie, acest bobinaj are 8 conductori de dimensiuni $7{,}5 \cdot 4{,}5 = 32{,}9$ mm². Cei şase poli de comutaţie sunt deasemeni legaţi în paralel, corespunzând la un număr echivalent de spire:

$$w_c = \frac{12 \cdot 8}{2 \cdot 6} = 8 \text{ spire}.$$

Crestătura de excitaţie. În fundul acestei crestături sunt aşezaţi cei 12 conductori ai bobinajului de excitaţie într'un mănunchi lat de 43,8 mm şi înalt de 17,2 mm, având în fiecare strat 6 conductori, Deasupra sunt aşezaţi cei 10 conductori ai bobinajului de compensaţie, în două straturi, iar lângă ei cei 8 conductori ai bobinajului de comutaţie, în 4 straturi. Conductorii din bobinajele de comutaţie şi compensaţie sunt împachetaţi într'un al doilea mănunchi lat tot de 43,8 mm şi înalt de 23,2 mm. Crestătura este lată de 44 mm şi adâncă de 45 mm (incluziv pana).

Întrefierul. În dreptul dinţilor de compensaţie se alege un întrefier $\delta = 2{,}5$ mm iar în dreptul dinţilor de comutaţie (între cele două crestături de excitaţie) se alege $\delta_c = 3{,}5$ mm.

Curba de magnetizare a maşinii. Pentru diferite valori alese pentru fluxul Φ se determină curentul I necesar prin bobinajul de excitaţie, pentru a exista în circuit fluxul Φ. Bobinajul de excitaţie este bine dimensionat dacă pe această curbă la un flux $\Phi = 4{,}09 \cdot 10^6$ maxwelli corespunde curentul $I = 750$ A.

Câmpul polilor de comutaţie. Tensiunea de inversare a curentului este $e_x = 5{,}3$ V (relaţia 15.6), iar pentru anularea acestei tensiuni câmpul de comutaţie B_c trebue să aibă o componentă B_{cx} în fază cu curentul I, $B_{cx} = \sqrt{2} \cdot 370 \cdot 6 = 3\,140$ gauşi (relaţia 15.3 b). Pentru anularea forţei electromotoare $e_s = 3$ V câmpul B_c trebue să aibă o componentă $B_{cs} = 1\,765$ gauşi (relaţia 15.6 a) decalată cu $\frac{\pi}{2}$ faţă de curentul I. Câmpul rezultant: $B_c = \sqrt{3\,140^2 + 1\,765^2} = 3\,600$ gauşi [relaţia (15.7)]. Mărimea ideală a întrefierului $\delta'_c = k_\delta \delta = 1{,}1 \cdot 3{,}5 = 3{,}85$ mm, unde coeficientul întrefierului k_δ poate fi considerat aproximativ $k_\delta = 1{,}1$. Forţa magnetomotoare necesară magnetizării circuitului magnetic al fluxului de comutaţie va fi $2 \cdot 0{,}8 \cdot 1{,}1 \cdot \delta' \cdot B_c = 2\,440$ A unde 1,1 reprezintă un coeficient suplimentar care ţine seamă de forţa magnetomotoare necesară magnetizării fierului. Curentul I_c în bobinajul de comutaţie rezultă din relaţia:

$$\sqrt{2}\,\frac{I_c w_c}{p} = 2\,440,$$

deci $I_c = 645$ A. Acest curent trebuie să fie decalat în urma curentului I cu unghiul γ dat de relaţia $\operatorname{tg} \gamma = e_s/e_x = 0{,}567$; $\gamma = 29°30'$. Rezistenţa R care trebue montată în paralel cu polii de comutaţie trebuie să fie astfel determinată încât $I_c = 645$ A, $\gamma = 29°30'$. După cum s'a menţionat, ori cât de precis ar fi calculul acestei rezistenţe, ea se determină exact numai prin încercări.

c) Motoare cu repulsie

16. **Generalităţi.** Motoarele cu repulsie fac parte dintre puţinele motoare cu colector, monofazate, care au pătruns în practică alături de motorul serie. Ele se folosesc, în special, în domeniul puterilor mici şi mijlocii. Unele dintre aceste motoare sunt prevăzute cu perii decalabile, iar altele cu perii fixe.

Faţă de alte motoare cu colector, motoarele cu repulsie cu perii decalabile s'au impus prin simplicitatea modului în care se face reglajul turaţiei şi, din această cauză, sunt folosite mai des în filaturi şi pentru maşini de ridicat. În comparaţie cu motorul serie, monofazat, motoarele cu repulsie cu perii decalabile au avantajul că reglajul turaţiei lor se face în mod simplu prin decalarea periilor; în schimb, din cauza poziţiei variabile a periilor, îmbunătăţirea comutaţiei prin folosirea polilor de comutaţie nu mai este posibilă, astfel încât acest avantaj poate fi folosit numai în parte. După cum se va vedea, la aceste motoare bobinajul statoric nu are legătură electrică directă cu bobinajul rotoric. De aici decurge un alt avantaj al lor, şi anume bobinajul rotorului cu colector se poate executa independent de tensiunea reţelei. Pentru utilizări obişnuite, motoarele se pot construi cu puteri de 0,4 . . . 75 kW iar pentru maşini de ridicat până la circa 130 kW. Ele se cuplează sau la reţele monofazate, acolo unde ele există, sau se cuplează monofazat la reţelele trifazate obişnuite; există posibilităţi ca două motoare cu repulsie să încarce aproximativ simetric o reţea trifazată.

Faţă de *motorul asincron monofazat*, motoarele cu repulsie au avantajul unui cuplu de pornire mare, care poate fi de circa 2,5 ori cuplul nominal pentru motoarele de utilizare obişnuită şi de circa 6 . . . 8 ori cuplul nominal la motoarele pentru maşini de ridicat.

Reglajul turaţiei prin decalarea periilor se poate face în funcţionarea de durata la cuplul nominal, dela circa 0,7 până la 1,1 din turaţia sincronă; în funcţionare la un cuplu redus, domeniul de reglaj se extinde dela circa 0,4 până la 1,2 din turaţia sincronă. Limita superioară a turaţiei este impusă de considerente privind comutaţia, iar cea inferioară, de considerente privind răcirea.

Motoarele cu repulsie având caracteristică serie, trebue evitată ambalarea lor în cazul unei descărcări brusce; dacă acest lucru nu este posibil, atunci motoarele pot fi prevăzute cu un regulator de viteză centrifugal.

Consideraţiile ce vor urma sunt făcute în ipoteza unei maşini bipolare. Ele se aplică în mod analog pentru fiecare pereche de poli ai maşinilor multipolare. Pasul periilor, ca şi unghiul de decalaj al axei lor, este egal cu acela care corespunde maşinilor bipolare, divizat prin numărul perechilor de poli.

17. **Motorul cu repulsie cu un bobinaj statoric şi perii diametrale.**

α) *Descriere.* Statorul motorului este asemănător cu acela al motorului asincron monofazat; bobinajul nu este uniform distribuit pe întregul cuprins al pasului polar AB (fig. 32), ci numai pe 70—80% din cuprinsul său. În acest mod, curba reală a câmpului de inducţie în întrefier (*1*) se apropie de un trapez, însă pentru simplificare, în cele ce urmează, se va considera numai armonica sa fundamentală, sinusoida (*2*). În cazul când maşina este puternic saturată, forma câmpului în întrefier se apropie mai mult de sinusoidă decât de trapez, deoarece saturaţia este mai puternică la mijlocul arcului polar. Rotorul poartă un bobinaj de curent continuu, al cărui colector este prevăzut cu două perii decalabile simultan,

aşezate diametral pe o axă xx', făcând cu axa yy' a bobinajului statoric un unghi de decalaj variabil $\frac{\pi}{2} - \alpha$ (fig. 33). Periile sunt legate în scurtcircuit printr'un conductor de rezistenţă neglijabilă.

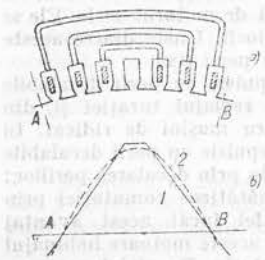


Fig. 32. Bobinajul statoric al motoarelor cu repulsie (*a*) şi curba câmpului de inducţie (*b*).

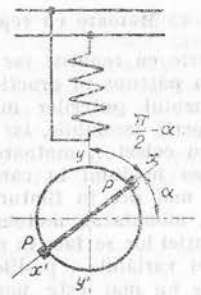


Fig. 33. Motorul cu repulsie cu un bobinaj statoric şi perii diametrale. p = perii simultan decalabile.

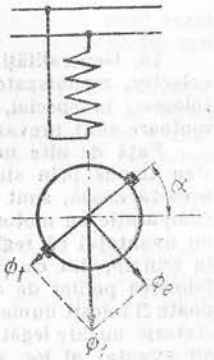


Fig. 34. Reprezentarea în spaţiu a fluxurilor.

β) *Diagrama vectorială.* Bobinajul statoric produce un câmp alternativ Φ_1 cu direcţie fixă în spaţiu. Dacă axa periilor formează cu axa acestui flux un unghiu $\frac{\pi}{2} - \alpha$, se poate considera că fluxul Φ_1 se descompune în două componente, în fază în timp, dar decalate în spaţiu cu $\frac{\pi}{2}$ (în cazul maşinii bipolare), conform reprezentării în spaţiu din fig. 34, şi anume:

— o componentă $\Phi_e = \Phi_1 \cos\alpha$, perpendiculară pe axa periilor, denumită *flux de excitaţie;*

— o componentă $\Phi_t = \Phi_1 \sin\alpha$, dirijată după axa perilor şi numită *flux transversal statoric.*

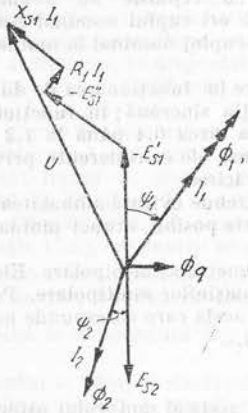


Fig. 35. Diagrama vectorială la pornire.

Motorul cu repulsie nefiind alimentat dela reţea decât în stator, în bobinajul legat în scurtcircuit prin periile colectorului va circula numai curentul I_2, produs prin inducţie de către stator, ca şi la motoarele asincrone.

Curentul I_2 va produce un flux transversal rotoric Φ_2, dirijat după axa periilor ca şi fluxul Φ_t. Cele două fluxuri transversale Φ_t şi Φ_2 se compun într'un flux rezultant transversal Φ_q.

Dacă în diagrama din fig. 35 se ia ca origină de fază faza curentului I_1 şi respectiv a fluxurilor Φ_t şi Φ_e, fluxul transversal rezultant Φ_q fiind relativ mic în comparaţie cu fluxurile componente, rezultă că fluxul Φ_2 şi curentul I_2 vor fi decalate cu aproape 180° faţă de fluxul Φ_t şi respectiv faţă de curentul statoric I_1.

Câtă vreme rotorul nu se învârteşte, în bobinajele lui se produce ca într'un transformator numai o forţă electromotoare statică E_{s2} datorită fluxului transversal Φ_q. Aceasta produce curentul rotoric I_2, dat de expresia:

$$I_2 = \frac{E_{s2}}{\sqrt{R_2^2 + X_{s2}^2}},$$

în care R_2 şi X_{s2} reprezintă rezistenţa şi respectiv reactanţa de scăpări a rotorului. Forţa electromotoare E_{s2} este decalată înaintea curentului I_2 cu unghiul Ψ_2, definit prin relaţia:

$$\operatorname{tg} \Psi_2 = \frac{X_{s2}}{R_2}.$$

Fluxul rezultant Φ_q, străbătând şi bobinajul statorului cu al a cărui ax face unghiul $\frac{\pi}{2} - \alpha$, va induce pe cale statică o forţă contraelectromotoare $-E'_{s1}$ în opoziţie de fază cu E_{s2} şi, în consecinţă, decalată cu un unghi $\Psi_1 > \Psi_2$ faţă de I_1.

Valoarea acestei forţe contraelectromotoare va fi dată de relaţia:

$$E'_{s1} = \pi \sqrt{2}\, f w_1 \xi_1 \Phi_q \sin\alpha\, 10^{-8} \text{ [V]},$$

în care w_1 reprezintă numărul de spire în serie ale bobinajului statoric, iar ξ_1 este factorul său de bobinaj.

Tot în bobinajul statoric se mai produce o forţă contraelectromotoare statică $-E''_{s1}$, datorită fluxului de excitaţie $\Phi_1 \cos\alpha$, produs de stator, şi care face unghiul α cu axa bobinajului statoric.

Această forţă contraelectromotoare este o forţă electromotoare de autoinducţie, decalată cu $\frac{\pi}{2}$ înaintea fluxului Φ_e, şi are valoarea:

$$E''_{s1} = \pi \sqrt{2}\, f w_1 \xi_1 \Phi_e \cos\alpha\, 10^{-8} \text{ [V]}.$$

Tensiunea aplicată la bornele statorului trebue să echilibreze aceste două forţe contraelectromotoare precum şi căderile de tensiune ohmică $R_1 I_1$ în fază cu curentul şi cea inductivă $X_{s1} I_1$ corespunzând reactanţei de scăpări X_{s1} a statorului şi decalată cu $\frac{\pi}{2}$ faţă de curentul I_1.

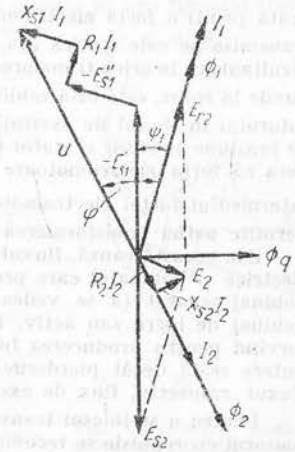


Fig. 36. Diagrama vectorială în mers normal.

In cazul când motorul se află în mers, mişcarea rotorului nu schimbă condiţiile de funcţionare ale motorului, arătate mai sus, decât prin aceea că la perii se mai obţine o forţă electromotoare de rotaţie E_{r2}, produsă de fluxul de excitaţie Φ_e şi în fază cu acest flux, deci cu curentul I_1 (fig. 36). Această forţă electromotoare se compune cu forţa electromotoare statică E_{s2} pentru a da forţa electromotoare rezultantă E_2, care va produce curentul I_2, echilibrând căderile de tensiune ohmică $R_2 I_2$ şi inductivă $X_{s2} I_2$. La funcţionarea în condiţii nominale, forţa electromotoare E_2, este

foarte mică, corespunzând numai căderilor de tensiune produse în rotor de curentul nominal. In consecinţă forţele electromotoare componente E_{r2} şi E_{s2} sunt aproape egale şi aproape în opoziţie de fază. In aceste condiţii unghiul de decalaj Ψ_1 dintre forţa contraelectromotoare $-E'_{s1}$ (în opoziţie de fază cu E_{s2}) şi forţa electromotoare E_{r2}, respectiv curentul I_1, se micşorează foarte mult, astfel încât se micşorează şi unghiul de decalaj φ dintre tensiunea U la borne şi curentul I_1, îmbunătăţindu-se factorul de putere.

γ) *Cuplul.* Mecanismul transformării puterii electrice în putere mecanică în maşinile electrice rotative implică în mod obligator existenţa unei forţe electromotoare de rotaţie.

Intr'adevăr, deoarece puterea mecanică reprezintă produsul dintre cuplul electromagnetic şi viteza unghiulară şi cum, pe de altă parte, orice rotaţie a unui circuit electric în fluxul magnetic conduce la producerea unei forţe electromotoare de rotaţie, proporţională cu viteza, rezultă că transformarea puterii electrice în putere mecanică nu se poate face decât prin intermediul acestei forţe electromotoare de rotaţie, cum de altfel indică şi relaţia [5.2].

Din acest punct de vedere, principiul de funcţionare al motoarelor de repulsie diferă în mod esenţial de principiul de funcţionare al celorlalte tipuri de maşini electrice de curent continuu sau de curent alternativ, sincrone sau asincrone. La toate aceste maşini, tensiunea aplicată motorului este echilibrată (abstracţie făcând de căderile de tensiune) de forţa electromotoare de rotaţie şi anume:

— în cazul maşinilor de curent continuu şi monofazat serie, indusă prin rotaţia indusului în fluxul de excitaţie produs de stator;

— în cazul maşinilor sincrone şi asincrone, indusă prin rotaţia fluxului rezultant în raport cu bobinajele statorului.

In cazul motorului cu repulsie, în circuitul statorului la care se aplică tensiunea reţelei nu se produce nicio forţă electromotoare de rotaţie şi tensiunea este echilibrată printr'o forţă electromotoare statică E'_{s1}, aceasta corespunzând puterii transmise pe cale statică din stator în rotor prin intermediul fluxului transversal rezultant, ca în orice transformator. Forţa electromotoare statică E_{s2}, care îi corespunde în rotor, este însă echilibrată de forţa electromotoare E_{r2} indusă prin rotaţia rotorului în fluxul de excitaţie. In consecinţă, dacă se face abstracţie de căderile de tensiune în rotor şi stator şi de raportul numărului lor de spire, se poate considera că forţa electromotoare de rotaţie E_{r2} echilibrează în mod indirect, prin intermediul forţei electromotoare statice E'_{s1}, tensiunea U aplicată statorului şi permite astfel transformarea puterii electrice în putere mecanică.

Din această cauză, fluxul transversal care serveşte pentru transmiterea puterii electrice şi bobinajul care produce acest flux în cazul maşinilor prevăzute cu un bobinaj separat (a se vedea punctele 20 şi 21) sunt denumite adeseori flux şi bobinaj de lucru sau activ. Pe de altă parte, bobinajul care dă naştere fluxului servind pentru producerea forţei electromotoare de rotaţie, fără a localiza altă putere reală decât pierderile Joule-Lenz, este denumit bobinaj de excitaţie, iar fluxul respectiv, flux de excitaţie.

Pentru a se înlesni transmiterea puterii pe cale statică din stator în rotor, la motorul cu repulsie se recomandă mai mult decât în cazul motorului cu colector, monofazat, serie, adoptarea unui întrefier cât mai mic. Deasemenea, în opoziţie cu motorul cu colector serie, la care se recomandă adoptarea unei frecvenţe cât mai joase (16 $^2/_3$ Hz), la motorul cu repulsie se recomandă o frecvenţă mai ridicată (25—50 Hz), atât pentru a înlesni transmiterea puterii pe cale statică, cât şi pentru ca din punctul de vedere al comutaţiei (a se vedea punctul ε) viteza de sincronism să nu fie cu mult depăşită de viteza maximă a motorului.

Pentru a studia producerea cuplului în cazul general, se consideră periile decalate cu un unghi oarecare $\frac{\pi}{2} - \alpha$ faţă de axa bobinajului statoric, fig. 37 *a*.

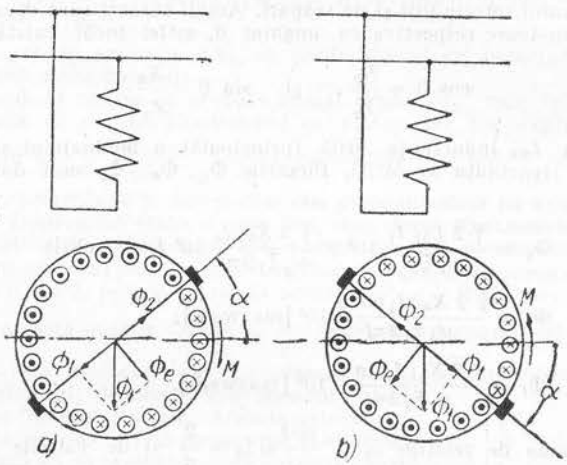


Fig. 37. Producerea cuplului şi inversarea sensului de rotaţie.

Rotorul parcurs de curentul I_2 este în acelaşi timp străbătut de fluxul transversal Φ_q şi de fluxul de excitaţie Φ_e. Deoarece periile sunt plasate pe axa fluxului transversal, între curentul din rotor şi fluxul transversal nu se produce un cuplu, în schimb se va produce cuplu între fluxul de excitaţie Φ_e, perpendicular pe axa periilor, şi curentul din rotor (§ 5). Potrivit relaţiei (5.1), cuplul care se produce prin acţiunea fluxului de excitaţie Φ_e asupra curentului din rotor I_2 este dat de expresia:

$$M = \frac{\sqrt{2} \cdot 10^{-8}}{9{,}81\ \pi}\ p w_2\ \Phi_e\ I_2 \cos\Psi\ [\text{kgf}\cdot\text{m}]. \qquad (17.1)$$

Curentul I_2 este suma vectorială a curenţilor I_{s2} şi I_{r2}, primul curent fiind produs de forţa electromotoare E'_{s2}, indusă de fluxul transversal statoric Φ_t, pe cale statică (deci, decalată cu $\frac{\pi}{2}$ în urma acestui flux), iar al doilea curent fiind produs de forţa electromotoare de rotaţie E_{r2}, indusă de fluxul de excitaţie Φ_e prin rotaţie (deci, în fază cu acest flux, fig. 38). Cei doi curenţi au valorile:

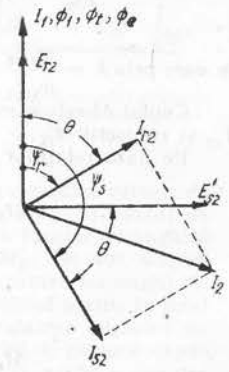


Fig. 38. Forţele electromotoare şi curenţii în rotor.

$$I_{s2} = \frac{E'_{s2}}{Z_2}, \qquad I_{r2} = \frac{E_{r2}}{Z_2}. \qquad (17.2)$$

În aceste relații:

$$Z_2 = \sqrt{R_2^2 + X_2^2}$$

este impedanța rotorului; R_2 — rezistența sa, iar X_2 — reactanța sa totală corespunzătoare fluxului rotoric util și de scăpări. Ambii curenți sunt decalați în urma forțelor electromotoare respective cu unghiul θ, astfel încât există relațiile:

$$\cos\theta = \frac{R_2}{Z_2}, \quad \text{și} \quad \sin\theta = \frac{X_2}{Z_2}. \tag{17.3}$$

Notând cu L_{h1} inductanța utilă (principală) a bobinajului statoric și cu $X_{h1} = 2\pi f L_{h1}$ reactanța sa utilă, fluxurile Φ_1, Φ_e, Φ_t sunt date de următoarele relații:

$$\Phi_1 = \frac{\sqrt{2}\, L_{h1} I_1}{w_1 \xi_1} 10^8 = \frac{\sqrt{2}\, X_{h1} I_1}{w_1 \xi_1 2\pi f} 10^8 \text{ [maxwelii]};$$

$$\Phi_e = \frac{\sqrt{2}\, X_{h1} I_1 \cos\alpha}{w_1 \xi_1 2\pi f} 10^8 \text{ [maxwelii]};$$

$$\Phi_t = \frac{\sqrt{2}\, X_{h1} I_1 \sin\alpha}{w_1 \xi_1 2\pi f} 10^8 \text{ [maxwelii]}.$$

Ținând seama de relațiile $n_s = \frac{60 f}{p}$ și $\xi_2 = \frac{2}{\pi}$ și de valorile de mai sus ale fluxurilor, din relațiile (4.4) și (4.2) rezultă următoarele valori pentru forțele electromotoare E'_{s2} și E_{r2}:

$$E'_{s2} = k X_{h1} I_1 \sin\alpha \text{ [V]} \quad \text{și} \quad E_{r2} = \frac{n}{n_s} k X_{h1} I_1 \cos\alpha \text{ [V]}, \tag{17.4}$$

în care prin $k = \frac{w_2 \xi_2}{w_1 \xi_1}$ s'a notat raportul de transformare al tensiunilor în mașină.

Cuplul M este suma cuplurilor M_p și M_r produse de fluxul Φ_e asupra curenților I_{s2} și respectiv I_{r2}.

Pe baza relațiilor (17.1), (17.2), (17.3), și (17.4) rezultă:

$$M_p = \frac{\sqrt{2}\, 10^{-8}}{9{,}81\,\pi} p w_2 \Phi_e I_{s2} \cos\Psi_s =$$

$$= -\frac{60}{2\pi n_s\, 9{,}81} \cdot \frac{k^2 X_{h1}^2}{Z_2^2} I_1^2 X_2 \sin\alpha \cos\alpha \text{ [kgf·m]}. \tag{17.5 a}$$

$$M_r = \frac{\sqrt{2}\, 10^{-8}}{9{,}81\,\pi} p w_2 \Phi_e I_{r2} \cos\Psi_r =$$

$$= \frac{60}{2\pi n_s\, 9{,}81} \cdot \frac{k^2 X_{h1}^2}{Z_2^2} I_1^2 R_2 \frac{n}{n_s} \cos^2\alpha \text{ [kgf·m]}. \tag{17.5 b}$$

Conform convenției potrivit căreia puterea produsă este pozitivă iar cea absorbită este negativă, cuplul care rezultă cu semnul minus este cuplul motor, iar cuplul cu semnul plus este cuplul rezistent; în semnul cuplurilor din formulele (17.5 a) și (17.5 b) intervine evident și semnul unghiului α. Cuplul electromagnetic în mașină, $M = M_p + M_r$, va avea valoarea:

$$M = -\frac{60}{2\pi n_s\, 9{,}81} \cdot \frac{k^2 X_{h1}^2}{Z_2^2} I_1^2 \cos\alpha \left(X_2 \sin\alpha - R_2 \frac{n}{n_s} \cos\alpha \right) \text{ [kgf·m]}. \tag{17.5}$$

În această relație expresia kX_{h1} se poate înlocui cu inductanța mutuală maximă între cele două bobinaje.

Pentru $n = 0$, în mașină se produce numai cuplul M_p, care reprezintă deci cuplul de pornire al mașinii funcționând ca motor, iar din expresia (17.5 a) rezultă că pentru $\alpha = 0$ și $\alpha = \frac{\pi}{2}$ cuplul de pornire este nul.

Într'adevăr, pentru $\alpha = 0$, axa perilor este perpendiculară pe axa bobinajului statoric, fluxul transversal statoric este nul, deci forța electromotoare la perii și curentul rotoric sunt nule. Aceasta este poziția de nul a periilor. Spirele scurtcircuitate de perii sunt însă parcurse de întreg fluxul mașinii și, în consecință, curenții induși în ele sunt mari; pentru a proteja periile, trebue evitată ținerea motorului sub tensiune în această situație. Dacă $\alpha = \frac{\pi}{2}$, întreg fluxul mașinii este flux transversal, iar fluxul de excitație este nul; în consecință, deși curentul rotoric este foarte mare, cuplul este nul, deoarece axa fluxului rotoric coincide cu axa fluxului statoric. Aceasta este poziția de scurtcircuit a periilor și, în consecință, și ea trebue evitată, din cauză că în stator și rotor curenții capătă valori inadmisibile.

Curentul de pornire depinde de poziția periilor în momentul pornirii. Curentul statoric de pornire variază după curba reprezentată în fig. 39 de la valoarea I_{p0} pentru $\alpha = 0$ (când motorul se comportă ca o reactanță și acest curent este aproape în întregime magnetizant) până la valoarea I_k de scurtcircuit pentru $\alpha = \frac{\pi}{2}$.

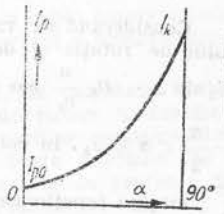


Fig. 39. Curentul statoric de pornire în funcție de decalajul periilor.

Curentul rotoric de pornire $I_2 = \frac{E'_{s2}}{Z_2}$ variază în mod asemănător, pornind de la valoarea 0 pentru $\alpha = 0$.

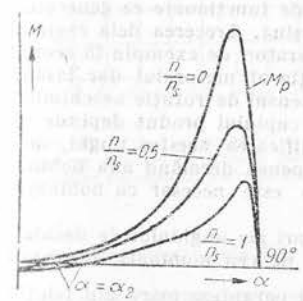


Fig. 40. Variația cuplului în funcție de unghiul de decalaj al periilor, la turație constantă.

Corespunzător variației curentului rotoric de pornire, se deduce din relația (17.5 a) modul de variație a cuplului de pornire în funcție de unghiul de decalaj al periilor (curba M_p, fig. 40). Cuplul maxim de pornire se obține pentru un unghi de decalaj de circa 75°...80°. Decalând periile în mod continuu din poziția de nul, valoarea cuplului de pornire crește până când cuplul de pornire depășește cuplul rezistent; se obține astfel o pornire lină. Pentru a determina sensul de rotație al motorului, se va presupune că la un moment dat fluxurile Φ_1, Φ_e, Φ_t au sensurile indicate în fig. 37 *a*, iar periile sunt decalate în sensul acelor unui ceasornic. Deoarece fluxul rotoric Φ_2, este aproximativ în opoziție de fază cu Φ_t (diagrama vectorială fig. 36), rezultă că în spațiu el are în orice moment un sens opus fluxului Φ_t. Curentul

rotoric I_2, care produce fluxul Φ_2, va avea deci sensul indicat în figură. Ţinând seama de sensul de producere al forţelor electromagnetice între curentul I_2 şi fluxul Φ_e, rezultă că cuplul electromagnetic produs are în cazul de faţă sensul acelor unui ceasornic, deci un sens opus sensului de decalare al periilor. Repetând raţionamentul pe fig. 37 *b*, în cazul că periile au fost decalate în sensul acelor unui ceasornic se verifică regula de mai sus. Rezultă că sensul de rotaţie al motorului este opus sensului în care sunt decalate periile din poziţia de nul, astfel încât decalajul periilor constituie un mijloc simplu pentru inversarea sensului de rotaţie al motorului. Deasemenea, se inversează sensul de rotaţie dacă periile sunt decalate invers, nu însă trecând prin poziţia de nul, ci prin poziţia de scurtcircuit. Deşi există aceste două posibilităţi de inversare a sensului de rotaţie, deoarece în apropierea poziţiei de nul motorul funcţionează în condiţii mai uşoare decât în apropierea poziţiei de scurtcircuit a periilor, pentru inversarea sensului de rotaţie se foloseşte numai decalarea periilor prin poziţia de nul. Pentru maşina funcţionând cu o viteză n constantă, semnul cuplului în maşină depinde de semnul expresiei $X_2 \sin\alpha - R_2 \frac{n}{n_s} \cos\alpha$. Cuplul M [(formula (17.5)] este nul pentru $\alpha = \alpha_1 = \frac{\pi}{2}$ (poziţia de scurtcircuit) şi pentru o valoare $\alpha = \alpha_2$, dată de relaţia $\operatorname{tg}\alpha_2 = \frac{R_2}{X_2} \cdot \frac{n}{n_s}$ depinzând de valoarea turaţiei (fig. 40).

Considerând ca valori pozitive pentru n şi α valorile care corespund sensului de rotaţie şi de decalaj al periilor în funcţionarea ca motor, expresia $X_2 \sin\alpha - R_2 \frac{n}{n_s} \cos\alpha$ este pozitivă pentru $\alpha_2 < \alpha < \frac{\pi}{2}$ şi negativă pentru $-\frac{\pi}{2} < \alpha < \alpha_2$. În consecinţă, pentru unghiuri α de decalaj, cuprinse între α_2 şi $\frac{\pi}{2}$, maşina funcţionează ca motor, iar pentru unghiuri de decalaj cuprinse între α_2 şi $-\frac{\pi}{2}$, maşina funcţionează ca generator. Deoarece R_2 este foarte mic în comparaţie cu reactanţa totală X_2, şi deoarece în general n nu poate fi prea depărtat de n_s, unghiul pozitiv α_2 care determină punctul de separaţie între domeniile de funcţionare ca motor de domeniul de funcţionare ca generator este mic, aşa că, în mod practic, pentru a realiza regimul de funcţionare ca generator, periile trebue decalate în sensul în care se roteşte maşina. Trecerea dela regimul de funcţionare ca motor la cel de funcţionare ca generator, de exemplu în scopul frânării, se poate face fie inversând sensul de rotaţie al motorului dar lăsând periile neschimbate faţă de poziţia de nul, fie lăsând sensul de rotaţie neschimbat şi decalând periile în sens invers. Deoarece sensul cuplului produs depinde de poziţia periilor faţă de axa bobinajului statoric, modificarea acestui unghi, deci schimbarea sensului cuplului, se mai poate face deasemenea decalând axa bobinajului statoric faţă de axa periilor; în acest scop este necesar ca bobinajul statoric să fie prevăzut cu prize.

Din relaţia (17.5) se constată că pentru valori mari ale unghiului de decalaj, corespunzând la funcţionarea cu o putere apropiată de cea nominală, termenul $R_2 \frac{n}{n_s} \cos\alpha$ este neglijabil faţă de $X_2 \sin\alpha$, astfel încât paranteza mare din relaţia (17.5) se poate considera ca fiind constantă. Dacă se neglijează efectul saturaţiei, se deduce că cuplul este proporţional cu pătratul curentului şi, în consecinţă,

motorul are o caracteristică serie, analogă cu a motorului serie monofazat. În fig. 41 sunt trasate curbele de variaţie ale cuplului în funcţie de viteză, pentru diverse unghiuri de decalaj al periilor.

In fig. 40 sunt trasate şi curbele de variaţie ale cuplului, la viteză constantă, în funcţie de unghiul α de decalaj al periilor. La puterea nominală, unghiul de decalaj al periilor este cuprins între 67° şi 78° după construcţia motorului. Cuplul maxim se obţine la un unghi de decalaj de circa 80 ... 85°. Variaţia vitezei la cuplu rezistent constant se obţine în mod simplu prin decalarea periilor, după cum rezultă din caracteristicile reprezentate în fig. 40 şi 41.

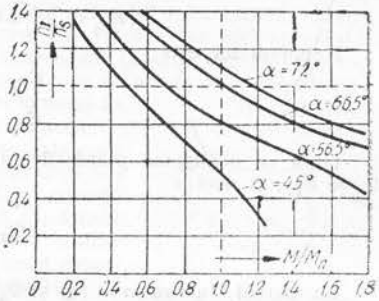


Fig. 41. Cuplul funcţie de turaţie pentru diverse unghiuri de decalaj al periilor.

Posibilitatea de a varia viteza prin decalarea periilor constitue un excelent mijloc de reglaj al vitezei, echivalent cu şuntarea inductorului la motorul serie de curent continuu, dar superior, deoarece reglajul se face fără nicio pierdere. Căderea de viteză în sarcină este însă cu atât mai mare, cu cât unghiul de decalaj al periilor este mai mic. In consecinţă, dacă funcţionarea motorului se face sub un unghi de decalaj mic (pentru a se obţine o viteză mică la cuplu rezistent redus) se poate produce oprirea motorului în cazul când ar interveni o variaţie bruscă a cuplului rezistent.

In fig. 42 sunt date curbele de variaţie ale turaţiei, ale curentului statoric şi ale factorului de putere în funcţie de cuplu, la poziţia periilor corespunzătoare puterii nominale. Toate mărimile din ordonată sunt raportate în procente faţă de valorile corespunzătoare cuplului nominal. Factorul de putere creşte odată cu creşterea turaţiei.

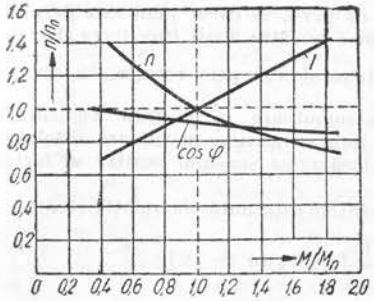


Fig. 42. Turaţia, curentul şi factorul de putere funcţie de cuplu pentru poziţia periilor corespunzătoare puterii nominale.

δ) *Câmpul învârtitor şi turaţia sincronă.* S'a văzut că în axa periilor există fluxul transversal rezultant:

$$\overline{\Phi}_q = \overline{\Phi}_t + \overline{\Phi}_2 = \overline{\Phi}_1 \sin\alpha + \overline{\Phi}_2,$$

iar perpendicular pe această axă există fluxul de excitaţie:

$$\overline{\Phi}_e = \overline{\Phi}_1 \cos\alpha.$$

Fluxul transversal rezultant şi cel de excitaţie, decalate în timp şi spaţiu cu $\frac{\pi}{2}$ (diagrama vectorială fig. 36) vor produce un câmp învârtitor a cărui viteză este viteza de sincronism $n_s = \frac{60f}{p}$ şi care este în general eliptic. Fluxul transversal induce în rotor pe cale statică forţa electromotoare statică E_{s_2}, iar fluxul de exci-

taţie induce prin rotaţie forţa electromotoare de rotaţie E_{r_2}, care, potrivit relaţiilor (4.2) şi (4.4), au valorile:

$$E_{r_2} = 2\sqrt{2}\, w_2 \frac{pn}{60} \Phi_e\, 10^{-8} \text{ [V]}; \tag{17.6}$$

$$E_{s_2} = 2\sqrt{2}\, w_2\, f\, \Phi_q\, 10^{-8} \text{ [V]}. \tag{17.7}$$

Raportul lor este:

$$\frac{E_{r_2}}{E_{s_2}} = \frac{n}{n_s} \cdot \frac{\Phi_e}{\Phi_q}.$$

Dacă se neglijează pierderile ohmice şi căderea inductivă în rotor, rezultă $E_{r_2} \approx E_{s_2}$, şi deci:

$$\Phi_q \approx \frac{n}{n_s} \Phi_e. \tag{17.8}$$

La mersul sincron ($n = n_s$) şi $\Phi_q \approx \Phi_e$, adică câmpul de excitaţie şi câmpul transversal sunt aproximativ egale, deci câmpul învârtitor devine în acest caz aproximativ circular.

In subsincronism, fluxul de excitaţie este mai mare decât fluxul transversal, şi invers în suprasincronism. S'a arătat că cuplul motorului, cel puţin în sarcină nominală, este aproape proporţional cu pătratul curentului I_1, deci la cuplu constant curentul este deasemenea constant şi independent de viteză. In consecinţă, şi fluxul statoric este constant. Prin decalarea periilor se schimbă însă raportul dintre fluxul transversal şi fluxul de excitaţie, adică raportul Φ_q/Φ_e. De aici pe baza relaţiei (17.8), se justifică din nou posibilitatea de reglaj a vitezei prin decalarea periilor.

ε) *Comutaţia.* In bobinele scurtcircuitate de perii, al căror plan este perpendicular pe axa fluxului de excitaţie Φ_e, se induce de către acest flux forţa electromotoare statică e_s, decalată cu $\frac{\pi}{2}$ în urma fluxului Φ_e; prin rotaţie, în fluxul transversal rezultant Φ_q se induce forţa electromotoare e_q în fază cu fluxul transversal, în sensul că ambele sunt simultan nule şi maxime în valoare absolută. Sensul pozitiv al forţei electromotoare e_q este însă opus sensului pozitiv al forţei electromotoare l_s.

Valoarea eficace a forţei electromotoare statice este dată de relaţia (7.3):

$$e_s = \pi\sqrt{2}\, f w_s \Phi_e 10^{-8} = \pi\sqrt{2}\, \frac{pn_s}{60} w_s \Phi_e 10^{-8} \text{ [V]},$$

iar valoarea eficace a forţei electromotoare de rotaţie este dată de relaţia (7.4), şi anume:

$$e_q = \pi\sqrt{2}\, \frac{pn}{60} w_s \Phi_q 10^{-8} \text{ [V]}.$$

Forţele electromotoare e_s şi e_q fiind în opoziţie de fază, comutaţia este condiţionată de diferenţa lor:

$$e_s - e_q = e_s \left(1 - \frac{n\Phi_q}{n_s \Phi_e}\right),$$

sau ţinând seama de egalitatea (17.8):

$$e_s - e_q = e_s \left[1 - \left(\frac{n}{n_s}\right)^2\right].$$

Variaţia acestei f.e.m. în funcţie de viteza motorului este arătată în fig. 43, în ipoteza fluxului de excitaţie constant. In domeniul vitezelor subsincrone, comutaţia cea mai defavorabilă are loc la pornire; cu cât viteza este mai apropiată de sincronism comutaţia este mai bună. La sincronism ($n = n_s$) deci $e_s - e_q = 0$, comutaţia este optimă şi influenţată numai de tensiunea de inversare a curentului. Aceasta era de aşteptat, deoarece la sincronism câmpul în maşină este învârtitor, circular, iar rotorul are aceeaşi viteză ca şi câmpul; în acest caz, fluxul în maşină este constant şi fix faţă de rotor, deci fără influenţă asupra bobinelor scurtcircuitate, solidare cu rotorul. Din această cauză se recomandă ca motorul cu repulsie să fie folosit la viteze apropiate de viteza sincronă. Considerarea tuturor fenomenelor secundare arată totuşi că cea mai bună comutaţie are loc la o viteză egală cu 80—90% din viteza de sincronism. Tensiunea de inversare a curentului nu este influenţată de sincronism, şi curentul provocat de ea trebue limitat prin rezistenţa periilor. La viteze suprasincrone, diferenţa $e_s - e_q$ creşte foarte repede cu depărtarea de sincronism, deoarece forţa electromotoare de rotaţie creşte deasemenea foarte repede, şi anume cu pătratul vitezei. Din această cauză, la puteri mari nu se poate merge cu reglajul vitezei cu mult peste viteza de sincronism. Faţă de motorul serie monofazat, domeniul de reglaj, datorită acestui fenomen, este mult mai restrâns.

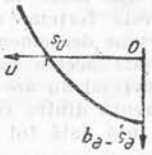


Fig. 43. Variaţia f.e.m. $e_s - e_q$ în funcţie de viteză.

ζ) *Funcţionarea ca generator. Autoexcitaţia.* Condiţiile în care maşina funcţionează ca generator au fost arătate. Şi în acest caz se iveşte pericolul autoexcitaţiei, când în afară de curentul având frecvenţa reţelei, se produce încă un curent de frecvenţă mică, în general de ordinul 10% din frecvenţa reţelei. Turaţia la care se produce autoexcitaţia depinde de scăpările de flux, de rezistenţele ohmice ale circuitului rotoric şi statoric, precum şi de unghiul α de decalaj al periilor; ea poate fi subsincronă sau suprasincronă. Pericolul autoexcitaţiei se micşorează prin funcţionarea saturată, precum şi prin sporirea rezistenţei ohmice a circuitelor maşinei; în acest mod, turaţia la care se produce autoexcitaţia devine din ce în ce mai mare.

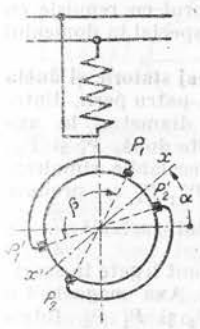


Fig. 44. Motorul cu repulsie cu un bobinaj statoric şi perii cu pas scurtat: $P_1 P_1'$ şi $P_2 P_2'$ — perii simultan decalabile.

18. Motorul cu repulsie cu un bobinaj statoric şi perii cu pas scurtat. In cazul unui motor monofazat, în care zona de comutaţie este foarte îngustă, câmpul propriu al rotorului se depărtează mult de forma presupusă sinusoidală a câmpului, şi anume este aproape triunghiulară. Pentru a putea realiza un câmp rotoric cu repartiţie apropiată de cea sinusoidală, ca şi pentru stator, este necesar ca nu toţi conductorii de pe periferia rotorului să fie parcurşi de curent. Acest lucru se obţine dacă în locul unei perechi de perii scurtcircuitată diametral, se folosesc două perechi de perii scurtcircuitate la un unghi $\beta = 120° \ldots 150°$, montate simetric faţă de o axă xx' conform fig. 44. In acest fel, axa câmpului rotoric coincide cu axa xx' ca şi în cazul periilor dispuse diametral, dar conductorii din zonele $P_1 P_2'$ şi $P_2 P_1'$ nefiind

parcurşi de curent, curba câmpului rotoric este aproximativ trapezoidală şi deci mai apropiată de sinusoidă.

Periile sunt decalabile împreună fără a li se schimba poziţia lor relativă. Comportarea motorului nu se deosebeşte de cea a motorului studiat anterior. Îmbunătăţirea formei câmpului rotoric produce însă micşorarea vârfului ascuţit pe care îl are fluxul transversal rezultant în axa periilor la motorul cu un bobinaj statoric şi perii diametrale, fapt care atrage după sine îmbunătăţirea comutaţiei. In expresia forţelor electromotoare statice şi de rotaţie E_{s2} şi E_{r2} [formulele (17.6) şi (17.7)] intervine în plus factorul $\sin\frac{\beta}{2}$. Relaţia (17.8) $\Phi_q \approx \frac{n}{n_s}\Phi_e$ rămâne însă valabilă, aşa încât la sincronism câmpul învârtitor este deasemenea circular. In expresia forţelor electromotoare statice şi de rotaţie, în spirele scurtcircuitate, intervine deasemenea factorul $\sin\beta/2$; aceasta, deoarece fluxul de excitaţie care străbate aceste spire nu are valoarea sa maximă Φ_e, ci $\Phi_e \sin\beta/2$ iar câmpul transversal nu are în zona de comutaţie valoarea sa maximă B_q, ci $B_q \sin\beta/2$. Diferenţa dintre cele două forţe electromotoare induse în bobinele scurtcircuitate este însă dată tot de relaţia:

$$e_s - e_q = e_s\left[1 - \left(\frac{n}{n_s}\right)^2\right],$$

dar este mai mică decât dacă acelaşi motor ar avea periile diametral scurtcircuitate. De aici rezultă o comutaţie mai bună. In fine, un alt motiv pentru care comutaţia este mai bună este următorul: în timp ce la motorul de repulsie obişnuit tensiunea de inversare a curentului este cauzată de variaţia curentului între $\frac{I_2}{2a_2}$ şi $-\frac{I_2}{2a_2}$, la motorul de repulsie cu perii având pas scurtat ea este produsă de variaţia curentului rotoric de la $\frac{I_2}{2a_2}$ la 0, sau dela 0 la $-\frac{I_2}{2a_2}$, şi din această cauză are o valoare mai mică.

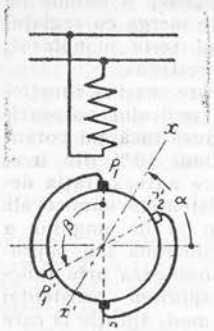


Fig. 45. Motorul cu repulsie cu un bobinaj statoric şi dublu rând de perii: P_1, P_2— perii fixe, P'_1, P'_2 perii simultan decalabile.

Comutaţia mai bună face ca motorul cu repulsie cu perii având pas scurtat să fie folosit în special în domeniul puterilor mari.

19. **Motorul cu repulsie cu un bobinaj statoric şi dublu rând de perii.** Motorul este prevăzut cu patru perii, dintre care două, P_1 şi P_2 (fig. 45), plasate diametral în axa bobinajului statoric, sunt fixe, iar celelalte două, P'_1 şi P'_2, deasemenea plasate diametral, sunt decalabile simultan, astfel încât prin deplasarea periilor P'_1, P'_2 se produce decalarea axei xx' de simetrie cu unghiul variabil $\frac{\pi}{2} - \alpha$ în raport cu axa bobinajului statoric. Sunt legate în scurtcircuit periile P_1 cu P'_1 şi P_2 cu P'_2. Axa magnetică a rotorului este bisectoarea xx' a unghiului dreptelor P_1 P_2 şi P'_1 P'_2. Intr'o anumită stare de funcţionare, motorul se prezintă ca un motor cu repulsie având perii cu pas scurtat, la care unghiul β poate fi modificat după voinţă. Prin modificarea unghiului β se modifică simultan şi poziţia axei magnetice a rotorului, deoarece $\alpha = \beta/2$. Zona rotorului parcursă de curent variază simultan cu unghiul β de decalaj relativ între perii.

La pornire, $\alpha = \beta = 0$ (fig. 46), periile P_1 şi P'_1, respectiv P_2 şi P'_2 sunt lipite una de alta, deci rotorul nu este parcurs de curent. Planul bobinelor scurtcircuitate de perii este paralel cu axa fluxului statoric, astfel încât spirele scurtcircuitate de

perii nu sunt străbătute de flux, spre deosebire de celelalte motoare cu repulsie la care în poziţia de nul spirele scurtcircuitate de perii sunt străbătute de întregul flux statoric. In spirele scurtcircuitate de perii nu se induce nicio forţă electromotoare de transformare, aşa încât motorul cu *dublu rând* de perii poate rămâne sub tensiune în poziţia de nul a periilor fără niciun pericol. In poziţia de scurtcircuit, $\beta = 180°$, $\alpha = 90°$, periile P_1 şi P'_2, respectiv P'_1 şi P_2 sunt lipite una de alta, întreg rotorul este parcurs de curent, aşa încât situaţia corespunde poziţiei de scurtcircuit a motorului cu repulsie cu un bobinaj statoric şi perii diametrale (punctul 17). Din poziţia de mers în gol la poziţia de scurtcircuit a periilor corespunde pentru periile mobile un decalaj de 180°, în timp ce la motoarele studiate anterior acest decalaj era de numai 90°. Pentru a roti axa magnetică cu un anumit unghi, este necesară decalarea periilor cu un unghi de două ori mai mare decât la motorul cu repulsie obişnuit, astfel încât se poate obţine un reglaj mai fin al vitezei motorului.

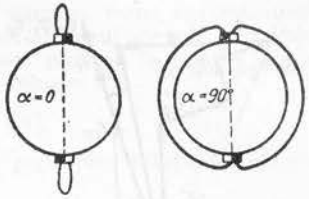


Fig. 46. Poziţia de nul a periilor $\alpha = 0$ şi poziţia de scurtcircuit a periilor $\alpha = 90°$.

Principial, motorul are aceleaşi caracteristice ca şi motorul cu repulsie cu un bobinaj statoric şi perii diametrale. Are însă avantajul unei comutaţii mai bune şi faptul că, la viteze şi cupluri mici, pericolul mersului instabil este mai mic decât la acesta.

20. **Motorul cu repulsie cu două bobinaje în stator.** Motorul este prevăzut cu perii fixe legate în scurtcircuit şi are în stator două bobinaje distincte montate în serie: un bobinaj de excitaţie E, având axa perpendiculară pe axa periilor şi un bobinaj de compensaţie T (transversal), având axa dirijată după axa periilor (fig. 47). Bobinajul E produce fluxul de excitaţie, iar bobinajul T induce curenţi în rotor prin efect de inducţie. Motorul are aceleaşi proprietăţi ca şi motorul de repulsie cu un bobinaj statoric şi perii decalabile scurtcircuitate diametral, cu observaţia că, la motorul cu două bobinaje, din cauza poziţiei fixe a periilor, viteza este funcţie de cuplu rezistent şi deci nu poate fi reglată după voie, decât prin variaţia tensiunii aplicate.

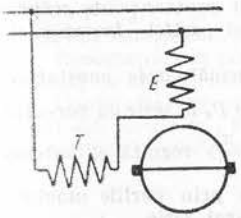


Fig. 47. Motorul de repulsie cu două bobinaje în stator.

21. **Motorul cu repulsie compensat.** Motorul are un singur bobinaj statoric T şi două perechi de perii fixe pe colector (fig. 48). Periile P_a, montate pe axa bobinajului statoric, sunt legate în scurtcircuit ca şi la motorul cu repulsie cu un bobinaj statoric şi perii diametrale, iar periile P_e, plasate perpendicular pe axa bobinajului statoric, sunt legate la reţea în serie cu bobinajul statoric.

Pentru a înţelege principiul de funcţionare al motorului este necesar a se studia diagrama lui de funcţionare, reprezentată în fig. 49, care este asemănătoare cu diagrama motorului cu repulsie cu un bobinaj statoric şi perii diametrale, având totuşi unele deosebiri.

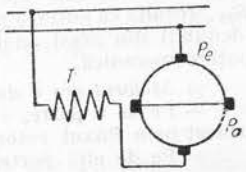


Fig. 48. Motorul cu repulsie compensat.

Bobinajul statoric T şi bobinajul rotoric prin periile P_e, ambele fiind străbătute de curentul I_1, produc fluxurile Φ_t şi respectiv Φ_e, amândouă în fază cu curentul I_1, dar decalate în spaţiu cu $\pi/2$.

Ca și la motorul cu repulsie cu un bobinaj statoric, la periile P_a legate în scurtcircuit se produce, datorită fluxului rezultant transversal Φ_q, o forță electromotoare statică E_{s2}, iar atunci când rotorul se învârtește se produce la aceste perii și o forță electromotoare de rotație E_{r2}, datorită rotației în fluxul Φ_e. Acestea se compun într'o forță electromotoare rezultantă E_2, care produce curentul I_2 circulând prin periile P_a în scurtcircuit.

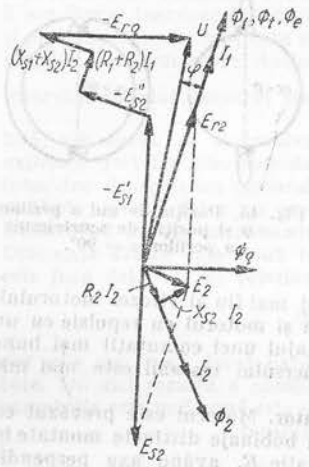


Fig. 49. Diagrama vectorială a motorului cu repulsie compensat.

Ca și la motorul cu repulsie cu un bobinaj statoric, fluxul alternativ Φ_e, produs de rotor, induce între periile P_e o forță contraelectromotoare statică (de autoinducție) $-E''_{s2}$, decalată cu $\frac{\pi}{2}$ înaintea acestui flux, iar fluxul transversal Φ_q induce în bobinajul T o forță contraelectromotoare $-E'_{s1}$ decalată cu $\pi/2$ înaintea fluxului Φ_q.

Deasemenea, prin rotația rotorului în fluxul rezultant transversal Φ_q, se induce între periile P_e, decalate cu $\frac{\pi}{2}$ față de acest flux, o forță contraelectromotoare de rotație $-E_{rq}$ în fază cu fluxul Φ_q.

După cum se observă din diagramă, această forță contraelectromotoare compensează în parte forța contraelectromotoare de autoinducție $-E''_{s2}$ și căderea de tensiune în reactanța de scăpări $(X_{s1} + X_{s2}) I_1$, ameliorând astfel factorul de putere.

Din examinarea diagramei vectoriale se pot face următoarele constatări:

α) Forțele electromotoare E''_{s2} și E_{rq}, obținute la periile P_e în serie cu curentul principal, fiind decalate față de acest curent cu aproape $\frac{\pi}{2}$, rezultă că puterea reală nu este transmisă rotorului pe cale de conducțiune prin periile montate în serie cu statorul așa cum este cazul la motorul monofazat serie.

β) Forța contraelectromotoare statică $-E'_{s1}$, obținută în stator, fiind la funcționarea normală aproape în fază cu curentul I_1, corespunde puterii reale absorbite de motor. Ea fiind echilibrată de forța electromotoare statică E_{s2} din rotor, care, la rândul său, este aproximativ echilibrată de forța electromotoare de rotație E_{r2}, rezultă că puterea reală este transmisă rotorului de către bobinajul statoric T (denumit din acest motiv și bobinaj activ), pe cale statică, și transformată în putere mecanică.

γ) *Motorul are o dublă compensație*:

— Pe de o parte, o compensație statică, deoarece fluxul statoric este compensat prin fluxul rotoric corespunzând periilor P_a legate în scurtcircuit.

— Pe de altă parte, o compensație dinamică: forța contraelectromotoare de autoinducție a rotorului $-E''_{s2}$ și căderea de tensiune inductivă $(X_{s1} + X_{s2}) I_1$ sunt compensate de forța contraelectromotoare de rotație $-E_{rq}$.

δ) *Fluxul* Φ_e, care dă naștere forței electromotoare de rotație E_{r2} corespunzătoare puterii reale în rotor, joacă rol de flux de excitație, astfel încât motorul face parte din categoria motoarelor cu excitație prin rotor.

Cuplul motorului este produs de forțele electromagnetice exercitate între fluxul produs de excitația rotorică Φ_e și între amperspirele rotorice corespunzând curentului de scurtcircuit I_2, axa acestor amperspire fiind perpendiculară pe axa fluxului Φ_e.

Relațiile (17.6), (17.7), (17.8) rămâne valabile, deci la sincronism motorul funcționează cu câmp învârtitor circular. Deoarece mărimea forței electromotoare E_{rq} depinde de turația motorului, rezultă că și factorul de putere al motorului depinde deasemenea de turație. Forța electromotoare produsă la periile P_e pe cale statică, datorită fluxului de excitație Φ_e, are valoarea:

$$E''_{s2} = 2\sqrt{2}\, f\, w_2\, \Phi_e\, 10^{-8}\ [\mathrm{V}].$$

Forța electromotoare E_{rq}, produsă la aceleași perii prin rotație în câmpul transversal, are expresia:

$$E_{rq} = 2\sqrt{2}\,\frac{pn}{60}\, w_2\, \Phi_q\, 10^{-8}\ [\mathrm{V}].$$

Diferența acestor forțe electromotoare, aproximativ în opoziție de fază, este:

$$E''_{s2} - E_{rq} = E''_{s2}\left(1 - \frac{n}{n_s}\frac{\Phi_q}{\Phi_e}\right) = E''_{s2}\left[1 - \left(\frac{n}{n_s}\right)^2\right].$$

Din relația de mai sus rezultă că în întreg domeniul subsincron ($n < n_s$) are loc o anulare parțială a forței electromotoare de inducție E''_{s2}, care produce cea mai mare parte a decalajului între tensiune și curent; la sincronism ($n = n_s$) ea este complect anulată și, în mod practic, factorul de putere este 1; la suprasincronism $n > n_s$ și $E_{rq} > E''_{s2}$, decalajul devine negativ și motorul funcționează capacitiv; acest caz corespunde în general sarcinilor mici.

Comutația sub periile P_a este analogă cu cea a motorului cu repulsie cu un bobinaj în stator, deci este favorabilă la mersul în sincronism.

Comutația sub periile P_e ale circuitului de excitație este mult mai favorabilă decât sub periile P_a. Forța electromotoare statică indusă în bobinele scurtcircuitate de periile P_e prin pulsația fluxului transversal Φ_q are valoarea:

$$e_s = \pi\sqrt{2}\, f\, w_s\, \Phi_q\, 10^{-8}\ [\mathrm{V}],$$

iar cea produsă prin rotație în fluxul de excitație Φ_e are valoarea:

$$e_q = \pi\sqrt{2}\,\frac{pn}{60}\, w_s\, \Phi_e\, 10^{-8}\ [\mathrm{V}].$$

Cele două forțe electromotoare sunt în opoziție de fază și ținând seama de relația (17.8), rezultă că diferența lor este nulă la orice viteză:

$$e_s - e_q = e_s\left(1 - \frac{n\,\Phi_e}{n_s\,\Phi_q}\right) = 0.$$

In concluzie, comutația la periile circuitului de excitație este influențată numai de tensiunea de inversare a curentului. La pornire, în spirele scurtcircuitate de periile P_a, în afară de tensiunea de inversare a curentului, este activă numai forța electromotoare statică, indusă de fluxul de excitație. Pentru îmbunătățirea comutației există posibilitatea de a reduce fluxul de excitație la pornire, pentru a nu depăși o anumită valoare, prin alimentarea periilor de excitație cu ajutorul unui

transformator reglabil, aşa cum se arată în fig. 50. In mers, intervenind o anulare parţială sau totală a forţei electromotoare statice, fluxul poate fi mărit. Deşi la pornire fluxul de excitaţie este micşorat, cuplul de pornire îşi păstrează valoarea prin mărirea care corespunde pentru curentul indus în rotor pe cale statică.

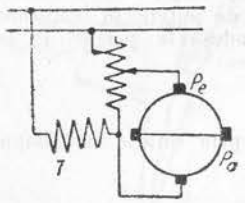


Fig. 50. Motorul de repulsie compensat. Imbunătăţirea condiţiilor de pornire cu ajutorul unui transformator de excitaţie reglabil.

22. Motorul Benedikt. Motorul a fost conceput în 1935 de O. V. Benedikt cu scopul de a fi utilizat la tracţiunea electrică în curent monofazat cu frecvenţa industrială de 50 Hz. Ca şi motorul cu repulsie compensat, acest motor are două perechi de perii fixe, legate la două circuite separate: un circuit $AabB$, (fig. 51) formând circuitul principal, denumit şi circuit longitudinal, legat la reţea, şi un circuit cd, formând circuitul secundar (sau transversal).

Circuitul principal al motorului Benedikt este analog cu circuitul motorului serie şi cuprinde bobinajul de excitaţie E_1, bobinajul de compensaţie K_1 şi bobinajul C_{x1} de comutaţie (al polilor auxiliari) pentru anularea tensiunii de inversare a curentului în spirele scurtcircuitate de periile a şi b.

Circuitul secundar al motorului Benedikt conţine un bobinaj de excitaţie E_2, un bobinaj de compensaţie K_2, un bobinaj de comutaţie C_{2s} pentru anularea forţei electromotoare statice induse în spirele scurtcircuitate de periile a şi b, precum şi un bobinaj de comutaţie C_2 şuntat printr'o rezistenţă ohmică r, pentru anularea tensiunii de inversare a curentului şi a forţei electromotoare statice induse în spirele scurtcircuitate de periile c şi d. Acest circuit este străbătut de un curent produs de forţa electromotoare indusă pe cale statică în rotor între periile c şi d şi în bobinajul statoric K_2 de către bobinajul de excitaţie E_1.

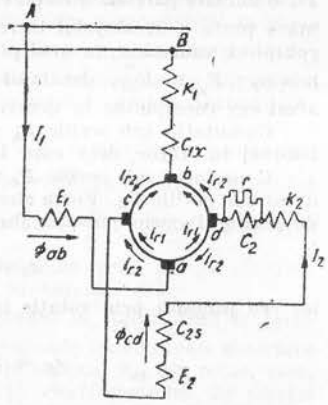


Fig. 51. Motorul Benedikt.

Avantajele principale pe care le are motorul Benedikt constau în faptul că se obţin caracteristice de pornire mai bune decât ale motorului monofazat serie obişnuit, adică un cuplu de pornire mai mare pentru pierderi mici în bobinajul rotoric şi pentru forţe electromotoare statice induse în spirele scurtcircuitate de perii de ordinul 3,5—4 V. In acest scop, numărul de spire ale bobinajelor K_2 şi E_2 trebue astfel ales, încât în momentul pornirii, fluxurile Φ_{ab} şi Φ_{cd} după axele longitudinale şi transversale să fie egale, iar curentul I_2 din circuitul secundar să fie de două ori mai mic decât curentul I_1 din circuitul principal.

Intr'adevăr, dacă se notează cu $M_{ab} = K\, I_1 \Phi_{ab}$, cuplul produs de fluxul longitudinal Φ_{ab} şi cu $M_{cd} = K I_2 \Phi_{cd}$, cuplul produs de fluxul transversal Φ_{cd}, în condiţiile arătate mai sus, cuplul de pornire al motorului Benedikt are valoarea:

$$M_p = M_{ab} + M_{cd} = K\, I_1\, \Phi_{ab} + K I_2\, \Phi_{cd} = 1{,}5\ M_{ab}.$$

Corespunzător curenţilor I_1 şi I_2 din circuitele statorice, bobinajul rotoric va fi parcurs de curenţii i_{r1} şi i_{r2} între care există relaţia $i_{r2} = \frac{1}{2}\, i_{r1}$. Din fig. 51

se constată că în zonele ac şi db circulă curentul $i_{r1} + i_{r2}$, iar în zonele cb şi ad circulă curentul $i_{r1} - i_{r2}$.

Dacă se notează cu R_2 rezistenţa rotorului între două perii, pierderea de putere produsă de această circulaţie de curent este egală cu:

$$p = 2R_2\,(i_{r1} + i_{r2})^2 + 2\, R_2\,(i_{r1} - i_{r2})^2 = 1{,}25\ R_2\, I_1^2.$$

Un motor serie monofazat normal cu acelaşi cuplu de pornire, cu acelaşi flux (aceleaşi dimensiuni) şi aceeaşi rezistenţă a rotorului ca în cazul precedent, trebue să aibă un curent de pornire I_1' de 1,5 ori mai mare ca al motorului Benedikt. Acestui curent i-ar corespunde o pierdere de putere:

$$p' = R_2 I_1'^2 = 2{,}25\ R_2 I_1^2,$$

adică de 1,8 ori mai mare decât pierderea de putere în rotorul motorului Benedikt, lucru care s'ar întâmpla dacă motorul Benedikt ar funcţiona cu circuitul secundar deschis.

Un alt avantaj preţios al motorului Benedikt constă în faptul că, în funcţionarea normală, în circuitul auxiliar se produce între periile c şi d o forţă electromotoare de rotaţie. Datorită acestui fapt, factorul de putere este îmbunătăţit, ca şi la motorul cu repulsie compensat şi, în mod practic, are valoarea 1. Caracteristica de viteză a motorului este însă asemănătoare cu cea a motorului serie.

23. Motorul cu repulsie, monofazat, derivaţie. In cazul când este nevoie de un motor cu colector, monofazat, având caracteristica de motor derivaţie, adică un motor la care viteza să fie aproximativ independentă de mărimea cuplului, este necesar ca fluxul de excitaţie să fie independent de curentul rotoric. Ca şi la motorul derivaţie de curent continuu, fluxul de excitaţie trebue produs de o tensiune constantă. Dacă bobinajul de excitaţie ar fi legat la reţea în paralel cu bobinajul rotoric, nu s'ar putea produce cuplu în motor din următorul motiv. Bobinajul de excitaţie având o inductanţă proprie mare, curentul de excitaţie, deci şi fluxul de excitaţie, ar fi decalate cu aproape 90° în urma tensiunii la borne. Fluxul rotoric poate şi trebue să fie compensat în general, din motivele cunoscute. Deoarece curentul rotoric ar fi în fază cu tensiunea la bornele motorului, rezultă că între curentul rotoric şi fluxul de excitaţie ar exista un decalaj de aproape 90°. Relaţia (5.1) arată că în asemenea condiţii cuplul motorului ar fi practic zero. Pentru a elimina acest inconvenient trebue ca bobinajul de excitaţie să fie lipsit de inductanţă, lucru ce se realizează folosind un motor cu excitaţie rotorică (ca şi la motorul compensat), la care forţa electromotoare de autoinducţie a bobinajului de excitaţie este anulată de forţa electromotoare produsă prin rotaţie în fluxul transversal. Schema acestui motor este arătată în fig. 52. Deosebirea dintre acest motor şi motorul cu repulsie compensat constă în faptul că la motorul compensat periile de excitaţie sunt montate în serie cu bobinajul statoric, în timp ce în cazul de faţă ele sunt montate în paralel cu bobinajul statoric.

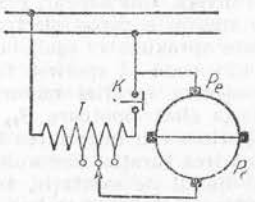


Fig. 52. Motorul cu repulsie monofazat derivaţie.

Deoarece forţa electromotoare de autoinducţie în bobinajul de excitaţie este anulată de o forţă electromotoare de rotaţie, pentru producerea fluxului de excitaţie este necesară o tensiune relativ mică, reprezentând numai o fracţiune din cea aplicată bobinajului statoric. Pentru obţinerea ei, statorul poate fi prevăzut cu prize ca în fig. 52, sau poate fi folosit un transformator de tensiune alimentat de reţea, soluţie mai scumpă decât precedenta. Din cauză că fluxul de excitaţie şi

curentul rotoric de lucru sunt independente unul de altul, motorul are caracteristică derivaţie. Pentru un anumit cuplu şi o anumită viteză, funcţionarea este însă identică cu funcţionarea motorului compensat. Datorită scurtcircuitului dintre periile P_d, se produce şi în acest caz un flux transversal Φ_q, care este decalat în timp cu circa 90° faţă de fluxul de excitaţie. Ca toate celelalte motoare cu repulsie, motorul derivaţie funcţionează cu câmp învârtitor, deci se recomandă folosirea lui la viteze apropiate de viteza sincronă, datorită comutaţiei mai uşoare în acest caz. Comutaţia la periile de lucru şi la periile de excitaţie este analogă cu a motorului cu repulsie compensat. Deoarece forţa electromotoare de autoinducţie a bobinajului de excitaţie este anulată (în mers), curentul şi fluxul de excitaţie sunt aproximativ în fază cu tensiunea la borne. Din cauză că şi curentul de lucru rotoric este, după cum am văzut, în fază cu tensiunea la borne, fluxul de excitaţie şi curentul de lucru sunt deasemenea în fază, deci există condiţia optimă pentru producerea cuplului motor.

La pornire, forţa electromotoare de autoinducţie în bobinajul de excitaţie nu poate fi anulată prin producerea unei forţe electromotoare de rotaţie în fluxul transversal şi, în consecinţă, curentul şi fluxul de excitaţie au valori mici. Datorită acestei micşorări a fluxului de excitaţie, chiar dacă curentul de lucru indus în rotor este mare, cuplul de pornire este mic şi motorul nu poate porni în sarcină cu montajul derivaţie de mers normal. Din această cauză, la pornire se foloseşte un montaj de motor serie sau cu repulsie şi numai după pornire se comutează în montajul derivaţie; pentru pornirea ca motor serie se deschide întrerupătorul K.

Prin variaţia tensiunii la periile de excitaţie poate fi reglat factorul de putere al motorului, şi anume cu cât tensiunea la periile de excitaţie creşte, cu atât factorul de putere se apropie de valoarea 1. Pentru tensiuni de excitaţie depăşind o anumită valoare, motorul absoarbe curent capacitiv.

Reglajul turaţiei motorului monofazat, derivaţie, se poate face ca şi la motorul de curent continuu derivaţie, fie prin variaţia tensiunii rotorului la perie de lucru, fie prin variaţia fluxului de excitaţie. In cazul măririi tensiunii rotorului, ca şi în cazul micşorării fluxului de excitaţie, corespunde o creştere a turaţiei motorului şi invers. Intr'adevăr, prin sporirea tensiunii E_{s2} a rotorului, trebue să se producă o sporire a forţei electromotoare de rotaţie E_{r2}, deoarece în orice moment E_{s2} este aproximativ egală cu E_{r2} şi deoarece fluxul de excitaţie este constant, relaţia (4.2) arată că sporirea forţei electromotoare E_{r2} nu se poate produce decât prin creşterea turaţiei motorului. Dacă tensiunea rotorului E_{s2} rămâne constantă, forţa electromotoare E_{r2} trebue să rămână deasemenea constantă şi, ca urmare, sporirea sau micşorarea fluxului de excitaţie are drept consecinţă micşorarea sau mărirea turaţiei motorului. In variaţia tensiunii E_{s2} a rotorului, pentru a nu mări şi fluxul de excitaţie, trebue desfăcută legătura de scurtcircuitare a periilor şi între aceste perii trebue aplicată o tensiune suplimentară în fază sau opoziţie de fază cu tensiunea la borne. Această tensiune suplimentară are acelaşi efect ca şi sporirea sau scăderea forţei electromotoare statice E_{s2} induse în rotor, determinând variaţia corespunzătoare a vitezei motorului.

Variaţia tensiunii aplicate periilor P_e ale circuitului de excitaţie atrage după sine în mică măsură variaţia vitezei; consecinţa principală a acestei variaţii de tensiune este modificarea factorului de putere.

Atât motorul cu repulsie compensat, cât şi motorul derivaţie au pătruns puţin în practică.

B. Maşini cu colector, polifazate

a) Generalităţi. Rotorul cu colector în câmpul învârtitor

24. Necesitatea transformatorului de frecvenţă în reglajul vitezei motoarelor asincrone. După cum s'a arătat, motoarele asincrone polifazate prezintă mari avantajii din punct de vedere funcţional şi constructiv, ele au însă desavantajul de a nu permite un reglaj de viteză simplu şi continuu în condiţii economice.

Intr'adevăr, pentru ca un motor asincron cu p perechi de poli să funcţioneze cu o viteză $\Omega' = \frac{\omega'}{p}$ diferită de viteza de sincronism $\Omega = \frac{\omega}{p}$ (ω fiind pulsaţia curentului statoric) producând un cuplu M, este necesar ca în afară de puterea utilă $M\frac{\omega'}{p}$, să fie pierdută într'un reostat, puterea:

$$P_s = M\left(\frac{\omega}{p} - \Omega'\right)$$

care corespunde alunecării.

Reglajul vitezei nu s'ar putea face în mod economic decât dacă puterea corespunzătoare alunecării ar fi recuperată. Recuperarea în reţea prin intermediul inelelor rotorului nu este însă posibilă, deoarece la inele pulsaţia curenţilor este egală cu pulsaţia alunecării $\omega - \omega'$, în timp ce reţeaua are pulsaţia ω.

Din această cauză, cu excepţia unor cazuri speciale (spre exemplu montajul în cascadă a două sau mai multe motoare asincrone în tracţiunea electrică cu curent trifazat), această putere nu poate decât să fie consumată în reostatul de pornire, astfel încât reglajul vitezei la motoarele asincrone nu este posibil decât prin micşorarea vitezei sub viteza de sincronism şi aceasta în mod cu totul neeconomic.

Pentru a face posibil reglajul de viteză în condiţii avantajoase, este necesar a se transforma puterea corespunzătoare alunecării, din curent de pulsaţie $\omega - \omega'$ a alunecării, în curent de pulsaţie ω egală cu pulsaţia reţelei. Recuperarea urmează a se face cu ajutorul unei tensiuni suplimentare U_r, decalată într'un mod determinat faţă de forţa electromotoare indusă în rotor de câmpul învârtitor. Simultan cu reglarea vitezei motorului asincron se realizează şi îmbunătăţirea factorului de putere al motorului, problemă foarte importantă pentru funcţionarea sistemelor electro-energetice în bune condiţii. Asupra modului în care tensiunea suplimentară U_r intervine în reglarea vitezei şi îmbunătăţirea factorului de putere a se vedea capitolul XII privitor la montajul maşinilor asincrone în cascadă.

Această transformare a pulsaţiei curenţilor rotorici se poate face cu ajutorul colectorului şi poate fi realizată în două moduri:

— Montând colectorul direct pe rotorul maşinii asincrone, care devine astfel maşina cu colector polifazată; ea va fi studiată în acest capitol.

— Montând colectorul pe o maşină specială, legată în cascadă cu motorul asincron; această variantă este studiată în capitolul privitor la montajul maşinilor asincrone în cascadă.

25. Principiul de funcţionare al colectorului. Dintre toate maşinile polifazate cu colector, cele mai frecvent folosite sunt cele trifazate, deaceea în cele ce urmează se vor studia numai acestea.

Statorul maşinilor cu colector, trifazate, nu se deosebeşte ca construcţie de statorul motorului trifazat de inducţie; el posedă un bobinaj trifazat normal. Rotorul este analog cu cel al maşinilor de curent continuu, deci este prevăzut cu un bobinaj simetric şi închis, legat la colector; în unele cazuri (motorul derivaţie cu alimentare rotorică), rotorul poate adăposti în crestăturile sale şi alte bobinaje.

In general, bobinajul rotorului are pas diametral (din punct de vedere electric); unele construcţii speciale au însă un pas scurtat de 120 grade. Periile colectorului sunt decalate una faţă de alta cu 120 grade electrice, aşa dar o maşină bipolară posedă trei portperii. In unele montaje (v. fig. 59 *b*, 70 şi 74), motorul este

prevăzut cu dublă garnitură de perii, deci vor exista 6 port-perii pentru fiecare pereche de poli ai maşinii.

Deoarece periile împart bobinajul colectorului în trei (respectiv şase) faze simetrice, bobinajul colectorului se comportă în fiecare moment ca un bobinaj obişnuit de curent alternativ, montat în triunghi, (respectiv hexagon) şi aşezat pe un rotor imobil. Într'adevăr este evident că poziţia acestui montaj în triunghiu în spaţiu este determinată numai de poziţia periilor pe colector; deasemenea este evident că poziţia lui rămâne neschimbată în spaţiu, fie că rotorul se află în mişcare, fie că este imobil, deoarece, cu toată mişcarea pe care o efectuează fiecare conductor în parte, poziţia şi numărul de spire ale unei căi de curent rămân neschimbate.

α) Dacă statorul este parcurs de curent alternativ trifazat de frecvenţă f, acesta produce un câmp învârtitor, care, faţă de stator, are viteza de sincronism $n_s = \frac{60f}{p}$. Dacă rotorul are viteza n, atunci câmpul învârtitor are faţă de conductorii rotorului viteza relativă $n_s - n$. Câmpul învârtitor, având această viteză relativă faţă de rotor, va induce în spirele rotorului forţe electromotoare de frecvenţă

$$f_2 = \frac{p(n_s - n)}{60} = sf,$$

s fiind alunecarea. Dacă rotorul este prevăzut şi cu inele, această frecvenţă se poate obţine aici, în acelaşi mod ca şi la motorul asincron; în cele ce urmează această frecvenţă este numită «frecvenţa la inele» sau «frecvenţa rotorului». La perii, frecvenţa este însă alta, şi anume, independent de viteza rotorului ea este egală cu frecvenţa curentului statoric. Pentru a dovedi acest lucru se observă că pentru colector lucrurile se petrec în mod asemănător ca într'o maşină de curent continuu, la care însă câmpul inductor nu este fix, ci se roteşte în spaţiu cu viteza n_s. La maşina obişnuită de curent continuu, cu câmpul inductor fix, se obţine la perii o forţă electromotoare care are valoarea maximă E, atunci când axa periilor este perpendiculară pe axa fluxului (coincide cu axa neutră). In ipoteza că fluxul are o repartiţie sinusoidală în întrefier şi dacă axa periilor face un unghi α cu axa neutră, valoarea forţei electromotoare obţinute la perii este $E_\alpha = E \cos p\alpha$.

Dacă unghiul α este variabil prin deplasarea cu viteza constantă $\Omega = 2\pi n_s/60$, a fluxului în raport cu periile (aşa cum este cazul la maşinile cu colector, polifazate), rezultă $p\alpha = p\,\Omega\,t = \omega\,t = 2\pi\,f\,t$.

Ţinând deasemenea seamă de faptul că viteza relativă între câmpul învârtitor şi conductorii rotorului este $n_s - n$ rezultă că valoarea maximă a forţei electromotoare E_α are loc tot pentru $\alpha = 0$; însă maximul său este sE_s, unde E_s este forţa electromotoare indusă în rotorul maşinii de curent continu când rotorul său are viteza n_s, aşa încât $E_\alpha = sE_s \cos 2\pi ft$. Acest lucru arată că forţa electromotoare obţinută la perii este alternativă, de frecvenţă f egală cu a curentului statoric (deci complect independentă de viteza rotorului); valoarea eficace a forţei electromotoare obţinute este însă proporţională cu alunecarea.

Datorită acestei remarcabile proprietăţi, există posibilitatea de a lega la aceeaşi reţea atât statorul, cât şi periile colectorului maşinilor cu colector, polifazate, fără nicio restricţie asupra vitezei rotorului. Ca şi la maşinile de curent continuu, rotorul poate primi energia direct dela reţea, mai mult, în cazul de faţă rotorul poate ceda energie în reţea; amândouă fenomenele sunt de mare însemnătate în ceeace priveşte posibilitatea de a regla viteza în mod economic.

Pentru o turaţie n subsincronă ($n < n_s$), forţa electromotoare indusă în rotor are un anumit sens. Pentru turaţia sincronă ($n = n_s$), forţa electromotoare este

nulă. Pentru o turaţie suprasincronă ($n > n_s$), forţa electromotoare indusă are sensul invers decât cea indusă în cazul turaţiilor subsincrone. Această observaţie este valabilă atât pentru forţa electromotoare corespunzătoare fluxului principal, cât şi pentru cea corespunzătoare fluxului de scăpări, deci la suprasincronism aceasta devine deasemenea negativă. Acest fapt are deasemenea importanţă în funcţionarea maşinilor cu colector, polifazate, deoarece la suprasincronism reactanţa de scăpări corespunzătoare fluxului de scăpări devine deasemenea negativă, şi, după cum se va vedea, factorul de putere al maşinii se îmbunătăţeşte.

Valoarea eficace a forţei electromotoare obţinute la inele sau la perii este aceeaşi, şi anume este dată de expresia:

$$E_i = E_p = \pi\sqrt{2}\; s\, f\, w_2\, \xi_2 \Phi 10^{-8} \quad [\mathrm{V}], \tag{25.1}$$

unde w_2 este numărul de spire în serie între două inele sau două perii; $w_2 = \frac{N_2}{2 \cdot 3 a_2}$, iar ξ_2 este factorul de bobinaj egal cu raportul dintre coarda şi arcul determinat de cele două perii. In cazul maşinilor trifazate, a_2 reprezintă numărul de căi de curent în paralel între două perii. In timp ce valoarea acestor forţe electromotoare este proporţională cu alunecarea, frecvenţa forţei electromotoare obţinute la perii este constantă şi egală cu cea a reţelei, pe când frecvenţa forţei electromotoare obţinute la inele este deasemenea proporţională cu alunecarea.

β) Se va considera acum cazul când rotorul este şi el alimentat prin perii la o frecvenţă f egală cu a reţelei (la fel ca şi statorul). Deoarece datorită poziţiei fixe a periilor, bobinajul rotorului se prezintă ca un bobinaj obişnuit de curent alternativ, montat în triunghi, fix în spaţiu, curenţii trifazaţi parcurgând rotorul vor da naştere unui câmp învârtitor identic celui produs de bobinajele fixe, adică având faţă de stator (şi faţă de perii) viteza de sincronism $n_s = \frac{60f}{p}$, aceasta independent de viteza rotorului. Datorită acestui fapt, câmpul învârtitor produs de curenţii trecând prin perii are aceeaşi viteză ca şi cel produs de curenţii statorici; transferul de putere între stator şi rotor este astfel posibil.

Ca şi în cazul precedent, forţa electromotoare indusă de câmpul învârtitor şi obţinută la trei inele are o frecvenţă $f_2 = s\,f$, care depinde de alunecare.

γ) Dacă rotorul de curent continuu este alimentat prin inele, comportarea sa este total deosebită de cea anterioară, deoarece în acest caz punctele de alimentare ale bobinajului sunt fixe faţă de bobinaj, deci mobile în spaţiu. Dacă f este frecvenţa curenţilor de alimentare a rotorului prin inele, câmpul produs va avea viteza $n_s = \frac{60f}{p}$ faţă de bobinajul rotorului şi nu faţă de stator ca în cazul alimentării rotorului prin colector. Faţă de stator câmpul produs în cazul alimentării prin inele va avea viteza $n_s \pm n$, după cum rotorul se învârteşte în acelaşi sens cu câmpul său învârtitor sau în sens invers. Dacă se presupune că şi statorul este parcurs de curenţi de frecvenţă f, câmpul învârtitor statoric va avea faţă de stator viteza n_s. Cele două câmpuri (statoric şi rotoric) se vor roti cu aceeaşi viteză numai în următoarele cazuri: când rotorul este imobil ($n = 0$) sau când rotorul se învârteşte în acelaşi sens în câmpul statoric, cu viteza dublă celei de sincronism ($n = 2n_s$) dacă în acelaşi timp câmpul produs de curenţii rotorici are sensul de rotaţie faţă de rotor invers decât cel al rotorului faţă de stator. Deosebirea dintre comportarea rotorului alimentat prin periile colectorului şi comportarea rotorului alimentat prin inele persistă şi în ceeace priveşte forţele electromotoare induse în bobinele rotorului de câmpul învârtitor propriu. Dacă rotorul este alimentat prin periile colectorului, s'a văzut că în bobinele rotorului se induc forţe electromotoare

alternative, care au frecvenţa de alunecare. La sincronism, forţele electromotoare induse sunt nule, şi cu toate că periile colectorului sunt alimentate cu tensiune de frecvenţă f, spirele rotorului sunt parcurse de curent continuu. In cazul rotorului alimentat prin inele, câmpul învârtitor rotoric are faţă de rotor o viteză n_s constantă, deci forţele electromotoare induse vor avea frecvenţa reţelei; forţa electromotoare obţinută la perii în acest caz are frecvenţa de alunecare sf dacă câmpul învârtitor rotoric are faţă de rotor un sens de rotaţie deosebit de cel al rotorului faţă de stator, şi $(2 - s)f$ dacă sensurile de rotaţie coincid.

De aici rezultă concluzii importante în ceeace priveşte diversele posibilităţi de montaj ale rotorului şi ale statorului maşinilor polifazate cu colector în raport cu reţeaua. Dacă statorul este legat la reţea, rotorul nu poate fi în legătură cu reţeaua decât prin periile colectorului, căci numai în acest caz câmpul statoric şi cel rotoric au aceeaşi viteză. Dacă rotorul este legat la reţea prin inele (motoare alimentate prin rotor), statorul nu poate fi legat la reţea, deoarece, după cum am văzut, în acest caz rotorul trebue să aibă dublul vitezei de sincronism ($2n_s$) şi colectorul devine inactiv în ceeace priveşte posibilitatea de reglaj a vitezei. Dacă rotorul cu colector şi inele este montat pe o maşină separată, rotorul său fiind antrenat de rotorul unei maşini asincrone, inelele acestei maşini separate pot fi cuplate cu reţeaua, iar periile colectorului pot fi cuplate cu inelele maşinii asincrone (convertizorul de frecvenţă, cap. VIII, § 12).

26. Circulaţia curentului şi axa magnetică a unui rotor de curent continuu, în curent polifazat. Ca la toate maşinile cu colector, bobinajul rotorului este în mod normal executat ca bobinaj în două straturi. Periile colectorului împart bobinajul în mai multe faze. In cazul bobinajului cu pas diametral şi montajului obişnuit cu trei perii, fazele sunt indicate în fig. 53. Pentru o maşină bipolară, fiecare fază acoperă atât în stratul superior, cât şi în cel inferior 2/3 din pasul polar: faza I între periile u şi v (negru plin), faza a II-a între periile v şi w (alb), faza a III-a între periile w şi u (haşurat). Conductorii unei aceleiaşi faze sunt parcurşi de curenţi având în fiecare moment sensuri deosebite în conductorii situaţi în straturile superioare şi inferioare, sensul fiind însă acelaşi în conductorii unui strat. De exemplu, dacă în zona a a fazei I curentul I_1 este presupus pozitiv, în zona $-a$ a aceleiaşi faze curentul este $-I_1$.

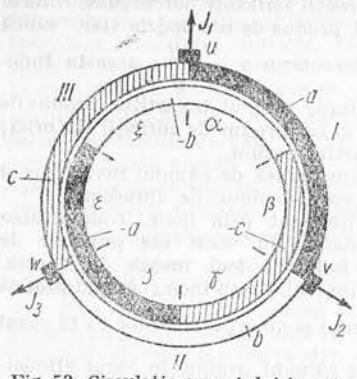


Fig. 53. Circulaţia curentului în rotorul cu trei perii.

In consecinţă, fiecare fază se comportă ca o bobină a cărei axă este perpendiculară pe axa periei cu care nu este în contact direct, de exemplu axa fazei I este perpendiculară pe axa periei w. Conform teoremei generale a producerii câmpurilor învârtitoare, axa magnetică a câmpului învârtitor produs de cele trei faze decalate în spaţiu cu $2\pi/3$ coincide cu axa fazei în care curentul este maxim sau, altfel spus, când curentul într'o fază este nul, axa câmpului învârtitor este perpendiculară pe axa fazei respective. In cazul de faţă, când curentul i_2 în faza a II-a este nul, axa câmpului învârtitor coincide cu axa periei u. Diagrama curenţilor (fig. 54) arată însă că în momentul când curentul i_2 este nul, curentul j_1 în peria u este maxim (în valoare absolută).

In consecinţă, axa magnetică a câmpului învârtitor rotoric coincide cu axa periei în care curentul este maxim. Această constatare este valabilă nu numai pentru rotorul de curent continuu alimentat în curent trifazat, ci şi pentru alte

montaje în triunghi, rolul periilor fiind în acest caz preluat de punctele de legătură între faze. Cele arătate mai sus sunt utile în determinarea poziţiei relative dintre câmpul statoric şi cel rotoric, precum şi pentru determinarea unghiului de decalaj între forţele electromotoare induse în bobinaje.

Dacă bobinajul statoric este legat în stea, iar statorul şi rotorul sunt parcurşi în serie de acelaşi curent, câmpul statoric şi cel rotoric au aceeaşi axă când periile sunt aşezate în axa fazei statorice respective [1]).

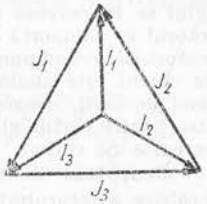


Fig. 54. Curenţii pe fază şi curenţii la perii.

Forţa magnetomotoare a rotorului într'o zonă $\alpha \ldots \xi$ (fig. 53) este în fază cu suma curenţilor din cele două etaje ale bobinajului. Considerând ca pozitivi curenţii în etajul superior, curentul fazei respective în etajul inferior este decalat cu π (fig. 55), totalitatea acestor curenţi formând astfel două sisteme trifazate. Curenţii în conductorii fazelor sunt egali şi sunt daţi de relaţia:

$$I = \frac{J}{2 \sin \frac{\pi}{m} a_2} = \frac{J}{\sqrt{3}\, a_2},$$

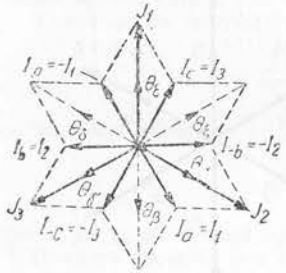


Fig. 55. Curenţii şi forţele magnetomotoare ale rotorului.

în care $m = 3$ este numărul de faze.

Intr'un punct oarecare al rotorului curenţii în cele două etaje ale bobinajului sunt decalaţi cu $\pi/3$. Forţa magnetomotoare rezultantă, suma geometrică a forţelor magnetomotoare din fiecare etaj, formează un sistem hexafazat $\Theta_\alpha \ldots \Theta_\zeta$ a

In fiecare zonă $\alpha \ldots \xi$ forţele magnemotoare rezultante sunt egale cu de $\sqrt{3}$ ori forţa magnetomotoare a fiecărui etaj de bobinaj.

In cazul rotorului cu dublu rând de perii u, v, w şi x, y, z, (fig. 56 a) garnitura de perii x, y, z, este decalabilă în raport cu garnitura u, v, w, iar perechile de perii ux, vy, wz sunt legate la capetele libere ale fazelor unui transformator trifazat (sau alt bobinaj auxiliar trifazat), aşa încât sunt parcurse de acelaşi curent (a se vedea fig. 59 b sau 75). Presupunând deocamdată că unghiul α între axele periilor u şi x este egal cu 180°, circulaţia de curent este arătată în fig. 56 b. Curentul în conductorii bobinajului are valoarea:

$$I = \frac{J}{2 \sin \frac{\pi}{m} a_2} = \frac{J}{a_2}$$

iar într'un punct oarecare al rotorului curenţii în cele două etaje ale bobinajului sunt în fază. Ca şi în cazul rotorului cu trei perii, forţele magnetomotoare rezultante formează tot un sistem hexafazat, însă valoarea lor este egală cu dublul valorii forţelor magnetomotoare din fiecare etaj de bobinaj. Dacă se decalează periile, astfel încât axa periei u să formeze cu axa periei x un unghi $\alpha < \pi$, atât timp cât $\alpha > 2\pi/3$, circulaţia de curent în rotor nu se schimbă, însă din cauza

[1]) Se observă că, în cele de mai sus, s'a presupus că periile calcă direct pe conductori. La indusul în tobă, datorită legăturilor la colector, periile sunt în realitate plasate în poziţii rotite cu 90° faţă de cele indicate în fig. 53 şi 56, însă circulaţia curentului nu se schimbă. Dacă se ţine seamă de acest fapt în cele de mai sus, prin „axa periei" trebue să se înţeleagă o perpendiculară pe această axă.

variaţiei numărului de conductori în zonele $\alpha \ldots \xi$ forţele magnotomotoare rotorice formează două sisteme trifazate Θ_α, Θ_γ, Θ_ε şi Θ_β, Θ_δ, Θ_ξ suprapuse în spaţiu.

Datorită acestui fapt, dacă unghiul α scade, valoarea fluxului propriu al rotorului se mişcorează chiar dacă curenţii rămân neschimbaţi. Pentru $\alpha = 2\pi/3$, rotorul se comportă ca un rotor cu trei perii, deoarece în acest caz fazele transformatorului, având puncte comune, sunt legate în triunghi. Pentru $\alpha < 2\pi/3$, circulaţia de curent este analoagă cu circulaţia în rotorul motoarelor cu repulsie cu dublu rând de perii, deoarece sunt parcurse de curent numai zonele rotorului cuprinse direct între periile alimentate de o fază a transformatorului, restul zonelor nefiind parcurse de curent.

In ipoteza că curentul în conductorii rotorului are aceeaşi valoare (aceeaşi încălzire a rotorului), şi $\alpha = \pi$, folosirea rotorului este de $2/\sqrt{3}$ ori mai bună în cazul montajului cu şase perii decât în cazul montajului cu trei perii; pentru o

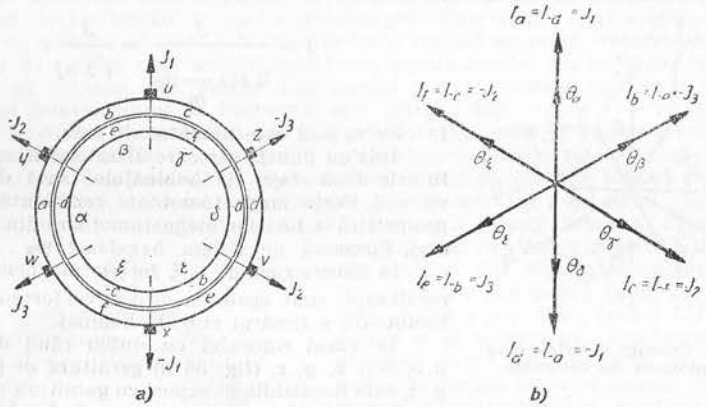


Fig. 56. Rotor cu dublu rând de perii
a) $a \ldots f$, $-a \ldots f$ — zone determinate de perii; *b)* Curenţii şi forţele magnetomotoare în aceste zone.

anumită valoare a forţei magnetomofoare rotorice, în cazul montajului cu şase perii curentul la perii este de două ori mai mic decât acelaşi curent pentru cazul montajului cu trei perii.

27. Influenţa poziţiei periilor asupra fazei forţelor electromotoare induse în stator şi rotor. Valoarea instantanee a forţei electromotoare induse într'o fază a unui bobinaj de curent alternativ este maximă când axa câmpului învârtitor inductor este perpendiculară pe axa bobinajului fazei respective. Dacă periile pe colector sunt astfel aşezate, încât axele bobinajului statoric şi rotoric să coincidă, forţa electromotoare indusă în stator şi cea obţinută la perii sunt în fază, deoarece în fiecare moment există aceeaşi poziţie relativă între câmpul învârtitor şi cele două bobinaje. Dacă din această poziţie periile sunt decalate cu un unghi α, de exemplu în sens opus sensului câmpului învârtitor, axele bobinajului rotoric se decalează în acelaşi sens cu acelaşi unghi α, astfel încât trece întâi prin maxim forţa electromotoare obţinută la perii şi apoi forţa electromotoare indusă în stator. Decalajului α în spaţiu îi corespunde în acest caz un decalaj în timp $p\alpha$ între forţele electromotoare induse.

28. Comutaţia în maşinile cu colector trifazate. In secţiunile scurtcircuitate de perii apare (în mod analog ca la maşinile de curent monofazat) o forţă electromotoare de autoinducţie, produsă de schimbarea valorii curentului în secţiunea respectivă, în momentul trecerii ei pe sub perii. Rotorul cu colector, în montajul cu trei perii, comportându-se ca un montaj obişnuit în triunghi, curenţii i_1, i_2, i_3 în fazele rotorului sunt decalaţi în timp cu $2\pi/3$ (fig. 57). In momentul când o secţiune trece pe sub peria u, curentul în această secţiune trece brusc dela valoarea instantanee a curentului i_3 la valoarea instantanee a curentului i_1, aşa încât în spiră se produce o variaţie de curent $i_3 - i_1$. Dacă j_1 este curentul în perie, relaţia $i_3 - i_1 = j_1$ arată că variaţia de curent în secţiune este egală cu valoarea instantanee a curentului în peria sub care are loc comutaţia şi, în consecinţă, variaţia maximă este egală cu amplitudinea acestui curent.

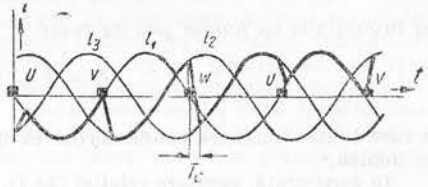


Fig. 57. Variaţia curentului în spirele ce comutează.

Tensiunea de inversare a curentului va fi dată deci de relaţia:

$$e_x = -L_s \frac{di}{dt} = -L_s \frac{i_3 - i_1}{T_c} = -L_s \frac{j_1}{T_c},$$

sau, în valori eficace,

$$e_x = L_s \frac{J}{T_c},$$

unde L_s şi T_c au aceeaşi semnificaţie ca la § 7α.

Deoarece valoarea J a curentului la perie este dată de relaţia:

$$J = 2\ I \sin \frac{\pi}{m},$$

în care I este valoarea curentului în fazele rotorului iar m numărul de faze, se deduce:

$$e_x = L_s \frac{2I}{T_c} \sin \frac{\pi}{m}.$$

Ţinând seama de valoarea inductanţei spirelor scurtcircuitate (§ 7α), se găseşte pentru valoarea eficace a forţei electromotoare de inversare a curentului e_x expresia

$$e_x = 2 w_s\, l_i\, v_r\, A \Lambda \sin \frac{\pi}{m}\, 10^{-8} \quad [\mathrm{V}]. \tag{28.1}$$

In calculul permeanţei magnetice trebue făcută diferenţa dintre bobinajele cu număr impar de faze (montaj cu trei perii) şi bobinajele cu număr par de faze (montaj cu şase perii). Intr'adevăr, la bobinajele cu număr impar de faze ($m = 3$, fig. 53), într'o crestătură nu comutează decât conductorii unui strat de bobinaj, astfel încât numărul zonelor de comutaţie este dublul numărului de perii (pentru motorul trifazat cu trei perii sunt şase zone de comutaţie), în timp ce la bobinajele cu număr par de faze ($m = 6$, fig. 56 *a*) într'o aceeaşi crestătură comutează conductorii din ambele straturi de bobinaj, numărul zonelor de comutaţie fiind egal cu numărul periilor. Dacă se notează cu Λ' permeanţa magnetică a fluxului

care se închide în plane perpendiculare pe conductori aşezaţi în crestături şi cu Λ'' permeanţa magnetică a fluxului care se închide în jurul capetelor de bobinaj, în maşinile cu număr impar de faze:

$$\Lambda = \Lambda' + \frac{l''}{l'} \Lambda'', \tag{28.2 a}$$

iar în maşinile cu număr par de faze:

$$\Lambda = 2\,\Lambda' + \frac{l''}{l'} \Lambda'', \tag{28.2 b}$$

în care l' este lungimea conductorilor în crestături, iar l'' este lungimea capetelor de bobină.

In consecinţă, conform relaţiei (28.1), tensiunea de inversare a curentului este sinusoidală, în fază cu curentul din peria respectivă, proporţională cu acest curent şi cu viteza rotorului.

In afara forţei electromotoare de autoinducţie, în secţiunile scurtcircuitate de perii este indusă de către câmpul învârtitor o forţă electromotoare de rotaţie; ea este proporţională cu fluxul învârtitor şi cu viteza relativă între rotor şi flux. In cazul motoarelor cu alimentare prin stator, viteza relativă între flux şi rotor fiind $n_s \mp n$, forţa electromotoare indusă de câmpul învârtitor va avea valoarea eficace:

$$e_s = \pi \sqrt{2}\, \frac{p\,(n_s \mp n)}{60}\, w_s\, \Phi\, 10^{-8} \quad [\mathrm{V}]. \tag{28.3 a}$$

In această relaţie semnul minus corespunde cazului când rotorul şi câmpul se rotesc în acelaşi sens, iar semnul plus corespunde cazului contrar.

In cazul motorului derivaţie cu alimentare prin rotor, câmpul învârtitor are faţă de rotor viteza de sincronism n_s independentă de viteza n a rotorului, deci forţa electromotoare indusă de câmpul învârtitor are valoarea constantă:

$$e_s = \pi \sqrt{2}\, \frac{p n_s}{60}\, w_s\, \Phi\, 10^{-8} \quad [\mathrm{V}]. \tag{28.3 b}$$

Această forţă electromotoare este hotărîtoare pentru calitatea comutaţiei după cum forţa electromotoare statică este hotărîtoare în cazul maşinilor cu colector, monofazate; forţa electromotoare indusă de câmpul învârtitor este numită tot forţă electromotoare statică, deoarece în fenomenul comutaţiei ea are aceiaşi comportare ca şi forţa electromotoare statică la maşinile monofazate. Pentru motoarele cu alimentare prin stator, ea este nulă la sincronism; pentru mersul subsincron sau suprasincron, deci şi la pornire, comutaţia este înrăutăţită datorită câmpului învârtitor. Ca şi motoarele monofazate cu colector şi câmp învârtitor, motoarele polifazate (cu excepţia motorului cu alimentare prin rotor) este recomandabil să fie folosite în vecinătatea turaţiei sincrone.

Forţa electromotoare statică e_s este maximă când axa câmpului învârtitor rezultant este cuprinsă în planul spirei scurtcircuitate de perii. Ţinând seamă de fig. 53 şi de poziţia reală a periilor datorită prezenţei colectorului, se deduce că forţa electromotoare statică e_s, indusă de câmpul învârtitor rezultant în spirele scurtcircuitate de peria u, este maximă când axa câmpului învârtitor coincide cu axa care separă zonele α de ξ şi γ de δ, adică atunci când axa câmpului învârtitor este perpendiculară pe axa periei u în poziţia ei reală pe colector.

Tensiunea de inversare a curentului este maximă când axa câmpului învârtitor rotoric coincide cu aceeaşi axă. Deoarece câmpul rezultant al maşinii şi câmpul

învârtitor rotoric sunt decalate în spaţiu cu aproximativ $\frac{\pi}{2}$, se deduce că între forţa electromotoare statică şi tensiunea de inversare a curentului există un decalaj de aproximativ $\pi/2$. In cazul general, forţa electromotoare rezultantă în secţiunea scurtcircuitată este suma geometrică a forţelor electromotoare e_s şi e_x.

Cu excepţia maşinilor cu perii decalabile la care zona de comutaţie este variabilă, folosirea polilor de comutaţie este posibilă (a se vedea generatorul polifazat cu colector şi poli aparenţi cap. VIII § 14), în general nu este însă obişnuită, din cauza complicaţiilor constructive. Ca şi la maşinile monofazate, la maşinile polifazate comutaţia poate fi satisfăcătoare numai dacă forţa electromotoare necompensată în secţia scurtcircuitată nu depăşeşte 2 — 2,5 V. Pentru ameliorarea comutaţiei, se pot şi în acest caz folosi metodele arătate la paragraful 7δ.

b) Motorul cu colector, trifazat, serie

29. Generalităţi. Statorul motorului are aceeaşi construcţie şi acelaşi bobinaj ca şi motorul asincron trifazat. Bobinajul statorului este legat pe de o parte la reţeaua de alimentare, pe de altă parte la periile colectorului, direct sau prin intermediul unui transformator, denumit transformator intermediar. După numărul de perii pe perechea de poli, există montaje cu simplu rând de perii, în care caz motorul are trei perii pe perechea de poli (denumite obişnuit motoare cu trei perii), şi montaje cu dublu rând de perii, în care caz motorul are şase perii pe perechea de poli (motoare cu şase perii). Montajul fără transformator intermediar este arătat în fig. 58, capetele X, Y, Z ale fazelor statorului fiind legate direct la garnitura mobilă de perii u, v, w.

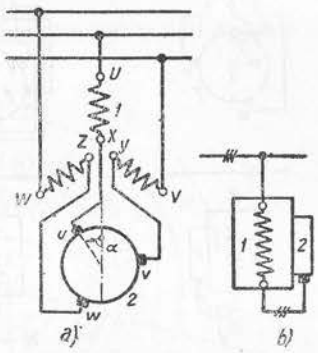


Fig. 58. Motorul cu colector trifazat, serie, cu trei perii şi fără transformator intermediar:
1 — bobinaj statoric 2 — bobinaj rotoric cu colector.
a) schema trifilară b) schema monofilară.

Montajul cu transformator intermediar se face sau ca în fig. 59 *a* (montaj cu trei perii), la care secundarul transformatorului este legat în stea, iar capetele libere, la periile mobile u, v, w, sau ca în fig. 59 *b* (montaj cu şase perii), la care secundarul transformatorului este în circuit deschis, fiecare fază a sa fiind legată la două perii ale colectorului; trei dintre cele şase perii (u, v, w) sunt mobile, iar celelalte trei (x, y, z), fixe.

Transformatorul intermediar este necesar în majoritatea reţelelor industriale, pentru a reduce tensiunea care rezultă între lamelele de colector, în vederea evitării apariţiei cercului de foc la colector. In acelaşi timp, el dă posibilitatea de a se varia cuplul de pornire şi de a se putea face reglajul vitezei la turaţii mici, prin comutarea triunghi-stea a bobinajului statoric în serie cu primarul transformatorului. In fine, transformatorul intermediar suficient saturat micşorează pericolul mersului instabil. Transformatorul intermediar având de transferat numai puterea de alunecare, puterea sa este funcţie de domeniul de reglaj. Deobicei el este atât de mic, încât poate fi montat în carcasa motorului.

Viteza motorului poate fi reglată continuu şi fără pierderi, prin decalarea periilor cu mâna sau cu ajutorul unui servomotor. In funcţionarea cu cuplul nominal, domeniul de reglaj este cuprins între 50% şi 120—130% din turaţia

sincronă, deci un domeniu de reglaj de circa 1 : 2,5. In gol, motorul se ambalează, turaţia admisibilă fiind de 180 % din turaţia sincronă. In funcţionarea cu cuplul redus sau în cazurile în care cuplul variază după o curbă de forma $M = Kn^3$ (de exemplu la ventilator), domeniul de reglaj este deobicei dela 25 % – 30 % din viteza maximă până la viteza maximă, iar în cazuri speciale el poate fi extins la turaţii mici prin micşorarea tensiunii; în acest caz, din cauza vitezei reduse, motorul trebue să fie prevăzut cu răcire artificială.

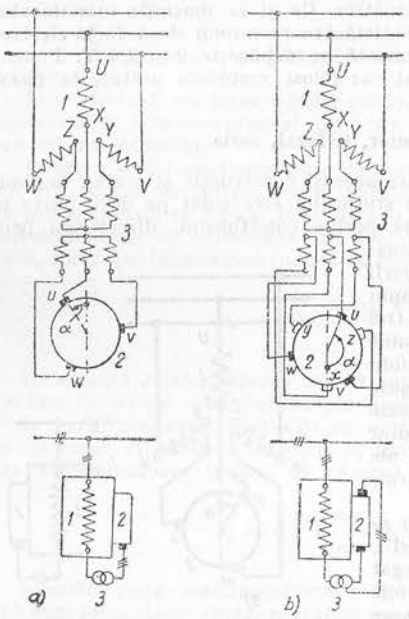


Fig. 59. Motorul cu colector trifazat, serie cu transformator intermediar:
1 — bobinaj statoric, *2* — bobinaj rotoric cu colector, *3* — transformator intermediar.
u, v, w — perii decalabile
x, y, z — perii fixe.
a) montaj cu trei perii, *b*) montaj cu şase perii.

Limita inferioară a domeniului de reglaj este impusă de răcire, de comutaţie care se înrăutăţeşte la turaţii mici, precum şi de pericolul mersului instabil. Dacă periile sunt scurtcircuitate (montaj de sincronism), proprietăţile motorului sunt analoage cu cele ale motorului asincron. Comutaţia limitând valoarea fluxului pe pol, rezultă că pentru puteri mari motorul nu poate fi construit decât cu un număr mare de poli, deci pentru turaţii sincrone mici. Motorul serie trifazat cu colector de curent alternativ se foloseşte pentru antrenarea diverselor maşini de lucru în cazul când motorul asincron obişnuit nu poate fi folosit, deci când se cere un reglaj uşor de viteză, cuplu de pornire mare, pornire lină, schimbarea vitezei în sarcină, ca de exemplu: ventilatoare, pompe, compresoare, freze, maşini de extracţie şi maşini de ridicat importante.

30. **Principiul de funcţionare.** Se va considera întâi cazul motorului cu simplu rând de perii, şi anume cazul montajului fără transformator intermediar (fig. 58); bobinajul statoric şi periile colectorului sunt parcurse deci în serie de acelaşi curent. Deasemenea, se consideră ca poziţie de origină a periilor, poziţia pentru care axa magnetică a câmpului statoric şi a câmpului rotoric coincid. In acest caz, sunt posibile două poziţii ale periilor, şi anume: una, în care amperspirele celor două bobinaje (statoric şi rotoric) se adună, iar a doua, diametral opusă pe colector (în cazul maşinii bipolare), în care amperspirele celor două bobinaje se scad. In amândouă aceste poziţii nu se poate produce un cuplu. In cele ce urmează se notează cu Θ_1 forţa magnetomotoare statorică, cu Θ_2 forţa magnetomotoare rotorică şi cu k raportul

$$k = \frac{\Theta_2}{\Theta_1} = \frac{w_2\,\xi_2}{\sqrt{3}\,w_1\,\xi_1}, \qquad (30.1)$$

unde $w_1\xi_1$ reprezintă numărul efectiv de spire statorice iar $w_2\xi_2/\sqrt{3}$ reprezintă numărul efectiv de spire rotorice raportate la un montaj echivalent în stea (adică numărul real de spire efective între două perii împărţit cu factorul $\sqrt{3}$).

Raportul k se numeşte şi raport de transformare al tensiunilor în maşină. In prima poziţie, poziţia de zero a periilor, sau poziţia de mers în gol, forţa magnetomotore rezultantă are valoarea $(1 + k)\,\Theta_1$; motorul se comportă ca un transformator în gol, absorbind numai curent magnetizant, mai mic decât la motorul asincron, deoarece atât statorul cât şi rotorul iau parte la magnetizarea circuitului magnetic, valoarea sa fiind cuprinsă între 5 şi 30 % din curentul nominal. In cea de a doua poziţie, poziţia de scurtcircuit a periilor, forţa magnetomotoare rezultantă are valoarea $(1 - k)\Theta_1$, şi motorul se comportă ca un transformator în scurtcircuit, absorbind de la reţea un curent egal cu de 4 – 6 ori curentul nominal. Colectorul trebue să fie prevăzut cu un dispozitiv care să împiedice atingerea acestei poziţii, pentru a nu periclita motorul.

Dacă periile sunt decalate din poziţia de nul cu un unghi $\frac{\alpha}{p}$, axa câmpului rotoric se decalează în acelaşi sens cu unghiul $\frac{\alpha}{p}$ faţă de axa câmpului statoric, aceasta independent de sensul de rotaţie al câmpului învârtitor.

In funcţionare normală, la o maşină bipolară, $\frac{\alpha}{p} = \alpha$ are valoarea 100° ... 160° (circa 150° pentru puterea nominală).

In fig. 58 şi 60 s'a considerat o maşină bipolară la care periile sunt decalate cu unghiul α în sens invers acelor unui ceasornic.

Se poate considera că forţele magnetomotoare statorice şi rotorice Θ_1 şi Θ_2 sunt produse de un curent continuu constant, având circulaţia din fig. 60, adică atât în stator cât şi în rotor conductorii din stânga axei forţelor magnetomotoare respective sunt parcurşi de curent de un sens, iar conductorii din dreapta axei forţelor magnetomotoare sunt parcurşi de curent de sens opus; circulaţia arătată se schimbă de la un moment la altul, deoarece forţele magnetomotoare Θ_1 şi Θ_2 se rotesc cu viteza de sincronism. Cuplul motor se produce între fluxul statoric Φ_1 şi curenţii din conductorii rotorului. Dacă se trasează o axă Θ, simetrică axei forţei magnetomotoare Θ_2 faţă de axa forţei magnetomotoare Θ_1, şi se ţine seama de regula cunoscută a determinării sensului forţelor electromagnetice produse între un câmp şi un curent, se observă că forţele care se produc între câmpul corespunzător fluxului Φ_1 şi între curenţii conductorilor rotorici cuprinşi în unghiul notat pe figură cu β se anulează reciproc şi nu produc cuplu. Se produce însă un cuplu M între câmpul corespunzător fluxului Φ_1 şi curenţii conductorilor din zona unghiului γ şi anume, acest cuplu are sensul acelor unui ceasornic.

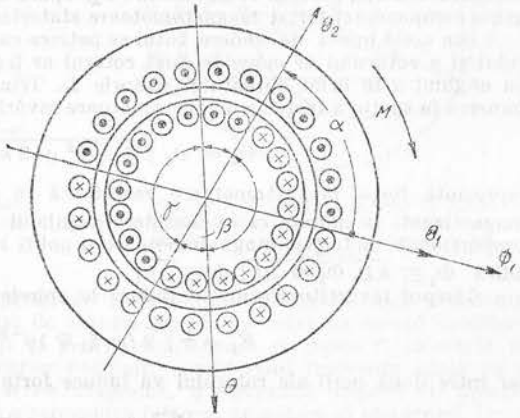


Fig. 60. Producerea cuplului.

In concluzie, sensul cuplului electromagnetic produs este opus sensului în care se decalează periile, în acelaşi mod ca şi la motoarele de repulsie. Spre deosebire

însă de acestea, precum şi spre deosebire de celelalte motoare cu câmp învârtitor (motorul asincron, şi în general şi motorul cu colector trifazat, derivaţie cu alimentare prin stator) la care sensul de rotaţie al rotorului coincide cu sensul câmpului învârtitor, la motorul cu colector, trifazat serie sensul de rotaţie este independent de sensul câmpului învârtitor. Periile pot fi deci astfel decalate, încât rotorul să se rotească în acelaşi sens sau în sens opus cu câmpul învârtitor. In mod normal, periile se decalează în sens invers faţă de sensul de rotaţie al câmpului învârtitor, căci, în caz contrar, din cauza vitezei relative mari între rotor şi câmpul învârtitor, sporesc pierderile în fierul rotorului, precum şi valoarea forţelor electromotoare induse de câmpul învârtitor în spirele scurtcircuitate de perii. Pentru schimbarea sensului de rotaţie este preferabil a se schimba legăturile la reţea la două din fazele maşinii şi să se decaleze periile în sens convenabil. Din fig. 60 se mai deduce că pentru un curent dat, cuplul maxim are loc în cazul când forţele magnetomotoare rotorice şi cele statorice sunt decalate în spaţiu cu $\pi/2$, deoarece în acest caz $\beta = 0$.

31. Diagrama vectorială, diagrama cercului. In fig. 61, $I = I_1 = I_2$ reprezintă curentul în cele două bobinaje, Θ_1 reprezintă în mărime forţa manetomotoare rezultantă învârtitoare statorică, iar ca vector pe diagramă reprezintă componenta alternativă în timp a câmpului învârtitor statoric faţă de axa bobinajului fazei respective a statorului; ea este deci în fază cu curentul fazei considerate. Deasemeni $\Theta_2 = k\Theta_1$ reprezintă în mărime forţa magnetomotoare rezultantă învârtitoare rotorică şi componenta ei faţă de axa bobinajului aceleiaşi faze a statorului. In cazul normal al decalării periilor în sens contrar cu sensul câmpului învârtitor, câmpul învârtitor statoric fiind decalat în spaţiu cu unghiul α înaintea câmpului rotoric, această componentă (Θ_2) apare decalată în timp cu unghiul α în urma componentei forţei magnetomotoare statorice.

Din acest punct de vedere, totul se petrece ca şi când axele magnetice a statorului şi a rotorului ar coincide, însă rotorul ar fi parcurs de un curent I_2 decalat cu unghiul α în urma curentului statoric I_1. Triunghiul ABC reprezintă şi compunerea în spaţiu a forţelor magnetomotoare învârtitoare statorice şi rotorice, deci:

$$\Theta_0 = \Theta_1 \sqrt{1 + k^2 + 2k \cos\alpha} \tag{31.1}$$

reprezintă forţa magnetomotoare rezultantă în maşină; I_μ reprezintă curentul magnetizant. In ipoteza că se consideră neglijabil efectul saturaţiei, fluxurile sunt proporţionale cu forţele magnetomotoare şi pot fi reprezentate prin aceiaşi vectori, adică $\Phi_1 \equiv \overline{AB}$, $\Phi_2 \equiv \overline{BC}$, $\Phi \equiv \overline{AC}$.

Câmpul învârtitor rezultant induce în spirele statorului forţa electromotoare

$$E_1 = \pi \sqrt{2} f w_1 \xi_1 \Phi 10^{-8} \text{ [V]}, \tag{31.2}$$

iar între două perii ale rotorului va induce forţa electromotoare

$$E_p = \pi \sqrt{2} f s w_2 \xi_2 \Phi 10^{-8} \text{ [V]}. \tag{31.3}$$

Forţa electromotoare la perii, corespunzătoare unui montaj echivalent în stea, va avea valoarea:

$$E_2 = \frac{E_p}{\sqrt{3}} = s k E_1. \tag{31.4}$$

Deoarece:

$$w_2 = \frac{N_2}{2 \cdot 3 a_2} \quad \text{şi} \quad \xi_2 = \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot \frac{3}{\pi},$$

E_2 se poate încă scrie:

$$E_2 = \frac{1}{2\sqrt{2}} \cdot s f \frac{N_2}{a_2} \cdot \Phi 10^{-8} \text{ [V]}. \tag{31.5}$$

Forţa electromotoare E_1 este decalată cu $\pi/2$ în urma fluxului rezultant, iar forţa electromotoare E_2 este decalată cu unghiul α înaintea forţei electromotoare E_1 din cauza decalajului în spaţiu cu unghiul α între axa magnetică a rotorului şi a statorului (a se vedea punctul 27). La suprasincronism, alunecarea s devenind negativă, forţa electromotoare E_2 îşi roteşte faza cu 180°. Tensiunea U aplicată la bornele motorului este echilibrată de forţele contraelectromotoare $-E_1$ şi $-E_2$ (fig. 61), precum şi de căderea de tensiune inductivă $X_s I$, decalată cu $\frac{\pi}{2}$ înaintea curentului I, şi de căderea ohmică de tensiune RI în fază cu curentul; X_s repre-

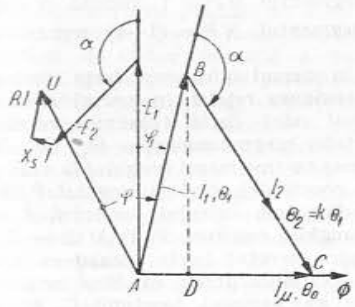


Fig. 61. Motorul cu colector trifazat, serie, fără transformator intermediar. Diagrama vectorială.

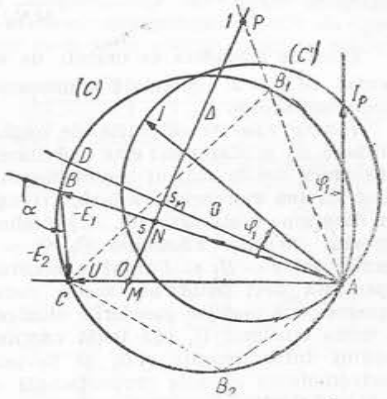


Fig. 62. Diagrama cercului în funcţionarea cu tensiune la borne constantă şi unghi de decalaj la perii constant.

zintă reactanţa totală de scăpări, iar R rezistenţa totală pe fază a maşinii. Determinarea exactă a reactanţei de scăpări pentru un rotor de curent continuu întâmpină importante dificultăţi şi pentru simplificare ea poate fi calculată în mod analog ca la motorul asincron obişnuit, considerând frecvenţa egală cu a reţelei înmulţită cu alunecarea s. Pe diagramă, φ reprezintă unghiul de decalaj între tensiune şi curent, deci $\cos\varphi$ reprezintă factorul de putere al motorului. Dacă se neglijează căderile de tensiune ohmice şi inductive, se obţine o diagramă simplificată a tensiunilor (fig. 62) care permite simplificarea studiului funcţionării motorului; în această ipoteză, tensiunea U aplicată este echilibrată de forţele contraelectromotoare $-E_1$ şi $-E_2$. Dacă tensiunea U şi unghiul de decalaj α rămân constante, dar variază viteza motorului datorită variaţiei sarcinii, punctul B (fig. 62) se deplasează pe un cerc (C) trecând prin A şi C ($\overline{AC} = U$) şi capabil de unghiul $\pi - \alpha$ şi deci de rază $\frac{U}{2} \sin\alpha$. Raportul $E_2/E_1 = sk$ [relaţia (31.4)] variind în funcţie de alunecarea s, rezultă că fiecărui punct B situat pe cercul (C) îi corespunde o anumită viteză. Punctul B_1, pentru care $\overline{B_1C}/\overline{B_1A} = k$, reprezintă punctul de funcţionare la pornire, deoarece acestui punct îi corespunde $s = 1$;

punctul C reprezintă punctul de funcţionare la sincronism, deoarece acestui punct îi corespunde $s = 0$; punctul B_2, pentru care $\overline{B_2C}/\overline{B_2A} = -k$, reprezintă punctul de funcţionare cu viteza dublă celei de sincronism, deoarece în acest caz $s = -1$. Arcul AB_1C corespunde funcţionării cu viteze subsincrone, arcul CB_2A corespunde funcţionării cu viteze suprasincrone. Arcul B_1CB_2A corespunde rotaţiei în acelaşi sens cu câmpul învârtitor, arcul B_1A corespunde rotaţiei în sens invers sensului câmpului învârtitor, caz fără importanţă practică după cum s'a arătat. Dreapta Δ, perpendiculară pe diametrul AO al cercului, este dreapta alunecării. Într'adevăr se constată foarte uşor că triunghiurile MNA şi CBA, precum MPA şi CB_1A sunt asemenea şi, în consecinţă:

$$\frac{\overline{MN}}{\overline{MA}} = \frac{\overline{BC}}{\overline{BA}} = \frac{E_2}{E_1} = sk; \qquad \frac{\overline{MP}}{\overline{MA}} = \frac{\overline{B_1C}}{\overline{B_1A}} = k$$

Deci

$$\overline{MN}/\overline{MP} = s.$$

Dacă se consideră ca unitate de măsură segmentul $\overline{MP} = 1$, rezultă că segmentul $\overline{MN} = s$ reprezintă alunecarea, iar segmentul $\overline{NP} = (1-s)$ reprezintă viteza motorului.

Pentru valorile obişnuite ale unghiului α, în mersul subsincron forţa electromotoare E_1 a statorului este mai mare decât tensiunea reţelei, în mersul sincron este egală, iar în mersul suprasincron este mai mică decât tensiunea reţelei. Dacă sarcina motorului variază, triunghiul forţelor magnetomotoare Θ_1, Θ_2, Θ_0 din diagrama vectorială (fig. 61) rămâne asemenea cu sine însuşi (unghiul la vârf şi raportul laturilor adiacente $\Theta_2/\Theta_1 = k$ fiind constante), deci şi unghiul φ_1 de decalaj între $-E_1$ şi I rămâne constant. Pe diagrama cercului, curentul I se reprezintă deci printr'un vector decalat cu unghiul constant φ_1 faţă de $-E_1$. Deoarece am neglijat pierderile ohmice, la pornire curentul I este decalat cu $\pi/2$ în urma tensiunii U, aşa încât unghiul φ_1 se determină grafic ca fiind unghiul cuprins între dreapta AB_1 şi perpendiculara pe vectorul tensiunii U. Forţa electromotoare E_1 este proporţională cu fluxul rezultant Φ. Triunghiul indeformabil al forţelor magnetomotoare poate reprezenta şi fluxurile corespunzătoare dacă se neglijează influenţa saturaţiei, deci vectorul E_1 va fi proporţional cu fluxul Φ deci şi cu curentul I. In consecinţă, pe baza proporţionalităţii între I şi E_1, se deduce că extremitatea vectorului curent I va descrie un al doilea cerc (C') trecând prin A; ambele cercuri (C) şi (C') se taie în punctul A sub unghiul φ_1. Pentru diverse unghiuri α de decalaj se obţin familii de cercuri (C) şi (C').

32. **Factorul de putere şi randamentul.** Factorul de putere al motorului este dat de unghiul φ, format de vectorul tensiune U şi vectorul curent I corespunzător punctului de funcţionare B. La pornire, factorul de putere este mic (puterea reală absorbită fiind dată numai de pierderile Joule-Lenz), dar se îmbunătăţeşte pe măsură ce viteza motorului creşte. Neglijând căderile de tensiune, la pornire $\varphi = \frac{\pi}{2}$, deci $\cos\varphi = 0$, iar la sincronism $\varphi = \varphi_1$ deci $\cos\varphi = \cos\varphi_1$, unde:

$$\cos\varphi_1 = \frac{k\sin\alpha}{\sqrt{1 + k^2 + 2k\cos\alpha}}. \qquad (32.1)$$

Pentru $\alpha = 150°$ şi pentru valorile obişnuite ale lui k, formula (32.1) dă pentru factorul de putere valori foarte apropiate de 1. Pentru viteze suprasincrone factorul de putere atinge valoarea 1, mai mult, motorul poate funcţiona în regim capacitiv. In general, factorul de putere este cu atât mai bun cu cât unghiul φ_1

dat de relaţia (32.1) este mai mic şi, în acest sens, este favorabil un unghi de decalaj α mare, precum şi un raport k mare. Pentru determinarea lui φ_1 se poate folosi şi relaţia

$$\operatorname{tg}\varphi_1 = \frac{1 + k\cos\alpha}{k\sin\alpha}.$$

Dacă $1 + k\cos\alpha > 0$, φ_1 este pozitiv, forţa contraelectromotoare $-E_1$ este decalată înaintea curentului, iar dacă $1 + k\cos\alpha < 0$, φ_1 este negativ, deci forţa contraelectromotoare $-E_1$ este decalată în urma curentului I. Pentru cazul că rotorul se învârteşte în sens invers câmpului învârtitor, factorul de putere este foarte mic. Factorul de putere bun al motorului cu colector trifazat serie este datorat faptului că forţa magnetomotoare magnetizantă a maşinii este produsă numai în parte de stator, restul fiind produs de rotor. Intr'adevăr, dacă în triunghiul ABC al forţelor magnetomotoare (fig. 61) D este proiecţia lui B pe AC, AD şi DC reprezintă componentele magnetizante ale forţei magnetomotoare statorice şi respectiv rotorice. Prin alegerea unui număr efectiv de spire în rotor mai mare ca în stator ($k > 1$) cea mai mare parte a forţei magnetomotoare magnetizante este produsă de rotor. Pe de altă parte, forţa magnetomotoare produsă de stator necesită o putere reactivă proporţională cu pulsaţia ω a curentului reţelei, în timp ce forţa magnetomotoare rotorică necesită o putere reactivă proporţională cu pulsaţia alunecării $s\omega$, (a se vedea cap. VIII) deci nulă la sincronism şi negativă deasupra sincronismului; rezultă că rotorul se comportă la suprasincronism ca o reactanţă capacitivă. Dacă se ţine seama şi de scăpările de flux, neglijate pe diagrama cercului, se constată că la subsincronism ele produc înrăutăţirea factorului de putere, iar la suprasincronism, scăpările de flux rotoric devenind negative, ele pot produce îmbunătăţirea factorului de putere. Valorile factorului de putere şi ale randamentului în funcţie de viteză, pentru diferite valori ale unghiului de decalaj al periilor, sunt indicate în fig. 63. La viteze subsincrone mici, randamentul motorului cu colector este mult mai bun, în comparaţie cu cel al motorului asincron cu reglaj prin reostat, datorită recuperării puterii corespunzătoare alunecării.

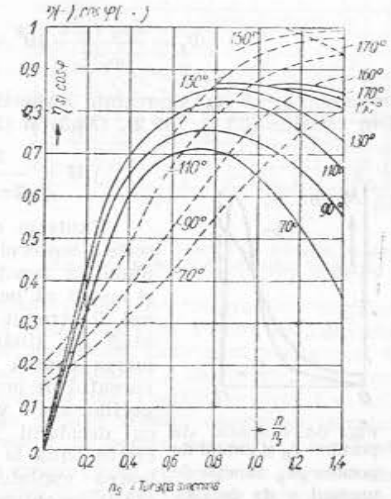


Fig. 63. Factorul de putere $\cos\varphi$ (—) şi randamentul η (----) funcţie de turaţie, pentru diferite unghiuri de decalaj al periilor.

33. **Cuplul.** La maşinile cu colector, ca şi la maşinile asincrone, puterea $3E_1 I\cos\varphi_1$ cedată rotorului de către stator prin intermediul câmpului învârtitor este transformată de rotor numai în parte în putere mecanică, şi anume în raportul $\frac{n}{n_s} = 1 - s$. La pornire, în cazul maşinilor cu colector, puterea primită de rotor este înapoiată în reţea prin colector; din această cauză — făcând abstracţie de pierderi — puterea totală absorbită şi deci factorul de putere sunt nule. La turaţii subsincrone, o parte din puterea primită de rotor este transformată în putere mecanică, iar restul este restituit reţelei. La turaţii suprasincrone, puterea trans-

formată de rotor în putere mecanică corespunde puterii primite din stator cât şi puterii primite de la reţea prin colector.

Expresia cuplului rezultă din relaţia:

$$M = \frac{3 \cdot 60}{2\pi n \cdot 9{,}81} E_1 I \frac{n}{n_s} \cos\varphi_1 = \frac{3 \cdot 60}{2\pi n_s \cdot 9{,}81} E_1 I \cos\varphi_1 \text{ [kgf·m]} \tag{33.1}$$

Conform relaţiei (31.2)

$$E_1 = \pi \sqrt{2}\, f\, w_1\, \xi_1\, \Phi\, 10^{-8} \text{ [V]} \tag{33.2}$$

şi ţinând seamă de faptul că triunghiul forţelor magnetomotoare Θ_1, Θ_2, Θ_0 din diagrama vectorială este asemenea cu triunghiul fluxurilor Φ_1, Φ_2, Φ, există şi relaţiile

$$\Phi \cos\varphi_1 = \Phi_2 \sin\alpha \quad ; \quad \Phi_2 = k\,\Phi_1. \tag{33.3}$$

Fluxul Φ_1 are expresia

$$\Phi_1 = \frac{L_{h1}\, I \sqrt{2}}{w_1\, \xi_1} 10^8 = \frac{X_{h1}\, I \sqrt{2}}{w_1\, \xi_1\, 2\pi f} 10^8 \text{ [maxwell]}, \tag{33.4}$$

în care L_{h1} şi X_{h1} reprezintă respectiv inductanţa şi reactanţa utilă a statorului. Din relaţiile (33.1), (33.2), (33.3) şi (33.4) se obţine

$$M = \frac{3 \cdot 60\, k}{2\pi n_s \cdot 9{,}81} X_{h1}\, I^2 \sin\alpha \text{ [kgf·m]} \tag{33.5}$$

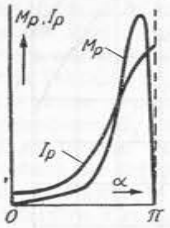


Fig. 64. Curentul de pornire I_p şi cuplul de pornire M_p funcţie de unghiul α de decalaj.

Expresia de mai sus pune în evidenţă caracteristica serie a motorului, şi demonstrează schimbarea sensului cuplului în funcţie de sensul de decalaj al periilor, precum şi faptul că pentru decalaje $\alpha = 0$ şi $\alpha = 180°$ cuplul este nul. Pentru un anumit curent, dacă se determină inductanţa utilă X_{h1} ţinând seama de saturaţie, formula (33.5) dă valoarea exactă a cuplului. După cum se arată în fig. 64, curentul de pornire I_p în funcţie de unghiul de decalaj al periilor are o valoare mică pentru $\alpha = 0$ şi creşte odată cu decalajul periilor. Cuplul de pornire corespunzător creşte până la o valoare care poate depăşi de 6 ori valoarea cuplului nominal. Din relaţiile (33.2), (33.3) şi (33.4) se obţine:

$$I = \frac{E_1 \cos\varphi_1}{k\, X_{h1} \sin\alpha}. \tag{33.6}$$

Din diagrama cercului rezultă deasemenea

$$U^2 = E_1^2 + E_2^2 + 2E_1 E_2 \cos\alpha = E_1^2 (1 + s^2 k^2 + 2sk \cos\alpha), \tag{33.7}$$

astfel încât din relaţiile (32.1), (33.5), (33.6) şi (33.7) se deduce următoarea expresie a cuplului

$$M = \frac{3 \cdot 60}{2\pi n_s \cdot 9{,}81} \cdot \frac{k \sin\alpha}{1 + k^2 + 2k \cos\alpha} \cdot \frac{1}{1 + s^2 k^2 + 2sk \cos\alpha} \cdot \frac{U^2}{X_{h1}} \text{ [kgf. m]}. \tag{33.8}$$

Din această expresie se deduce cuplul în funcţie de viteză pentru un unghi α dat (fig. 65). Cuplul maxim se produce pentru o viteză corespunzătoare alunecării

$$s_M = -\frac{\cos\alpha}{k}$$

şi are valoarea

$$M_M = \frac{3 \cdot 60}{2\pi n_s \cdot 9{,}81} \cdot \frac{k \sin\alpha}{1 + k^2 + 2k \cos\alpha} \cdot \frac{1}{\sin^2\alpha} \cdot \frac{U^2}{X_{h1}} \text{ [kgf·m]} \tag{33.9}$$

aşa încât cuplul, la o valoare oarecare a vitezei, se poate pune sub forma

$$M = \frac{\sin^2\alpha}{1 + s^2 k^2 + 2sk \cos\alpha} M_M. \tag{33.10}$$

34. Stabilitatea. Din diagrama fig. 65 rezultă că pentru alunecări $s > s_M$, motorul funcţionează instabil, deoarece în cazul creşterii cuplului are loc o creştere de viteză la care corepunde un cuplu şi mai mare, astfel încât, sau motorul îşi măreşte viteza până la o turaţie mai mare stabilă, sau se opreşte. Menţinerea unei turaţii constante, deci mersul stabil, este imposibil chiar dacă sarcina motorului rămâne constantă.

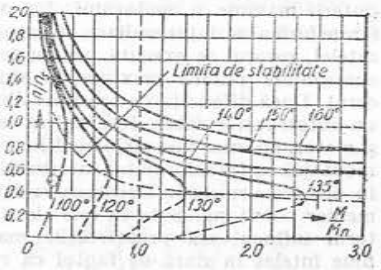


Fig. 65. Cuplul funcţie de turaţie pentru diverse unghiuri de decalaj la perii.

In fig. 65 limita de stabilitate pentru diverse unghiuri de decalaj este trasată punctat. Pentru unghiuri de decalaj ale periilor $\alpha < 90°$, rezultă $s_M < 0$, aşa încât mersul stabil având loc pentru turaţii suprasincrone, funcţionarea cu unghiuri de decalaj mai mici ca 90° nu poate fi luată în consideraţie. Pentru ca domeniul în care motorul funcţionează stabil să fie cât mai mare, chiar pentru unghiuri de decalaj care nu depăşesc cu mult 90°, trebue ca raportul k să fie mic, fapt care condiţionează însă un factor de putere deasemenea mic. Practic, se alege $k = 1{,}05$ până la 1,2. La aceleaşi concluzii se ajunge şi prin studiul diagramei cercului. Intr'adevăr, egalităţile (33.5) şi (33.6) dovedesc că pentru un unghi α constant, cuplul M este proporţional cu E_1^2, deci este proporţional cu pătratul segmentului AB din diagramă (fig. 62). Dacă D este punctul diametral opus pe cerc punctului A, pentru puncte de funcţionare situate pe arcul $B_1 D$, cuplul şi turaţia cresc simultan, deci motorul funcţionează instabil; dacă raportul k este mic, punctul B_1 este apropiat de D, deci domeniul de instabilitate este micşorat. Pentru puncte de funcţionare situate pe arcul DCA, motorul funcţionează stabil. Asupra influenţei saturaţiei a se vedea punctul 36.

35. Reglajul vitezei. Relaţia (33.8) şi diagrama fig. 65 dovedesc că la cuplu rezistent constant viteza se poate regla în mod simplu prin decalarea periilor pe colector. Din cauza pericolului mersului instabil nu se pot însă realiza viteze mici la cupluri mici, dacă motorul nu are transformator intermediar. Dacă totuşi trebue realizată această situaţie de funcţionare, de exemplu pentru a efectua o pornire lină, este util să se coboare tensiunea aplicată motorului. In acest caz, pentru a obţine cuplul dorit este necesar un unghi de decalaj α mare, deci motorul va funcţiona stabil, iar pe diagrama cercului se constată că în aceest caz se îmbunătăţeşte şi factorul de putere. Variaţia tensiunii aplicate necesită mijloace speciale,

ca de exemplu transformator cu prize sau regulator de inducţie, astfel încât acest mijloc nu poate fi folosit decât în cazuri speciale. Dacă motorul este prevăzut cu transformator intermediar, există posibilitatea de a se reduce tensiunea pe fază în raportul $\frac{1}{\sqrt{3}}$ prin comutarea bobinajului statoric şi a primarului transformatorului din triunghi (funcţionare obişnuită) în stea; prin aceasta, cuplul este redus de trei ori (pentru α = constant), deci domeniul de stabilitate este mult mărit.

36. **Transformatorul intermediar.** Rotorul nu poate fi bobinat pentru orice tensiune, deoarece din motive privind comutaţia tensiunea între lamelele de colector nu trebue să depăşească anumită valoare, în timp ce tensiunea maximă pentru care poate fi bobinat statorul este numai o problemă de izolaţie.

Dacă tensiunea reţelei depăşeşte tensiunea pentru care poate fi executat rotorul, aşa cum este deobicei cazul în majoritatea reţelelor de distribuţie, se poate folosi, fie un transformator montat între reţea şi motor, în care caz motorul se construeşte pentru tensiunea optimă iar puterea transformatorului corespunde puterii maxime a motorului, fie un transformator cuplat între stator şi rotor (transformator intermediar), în care caz statorul se execută pentru tensiunea reţelei, rotorul se execută pentru tensiunea optimă, iar puterea transformatorului corespunde puterii maxime de alunecare, deci depinde de domeniul de reglaj cerut. Dacă diferenţa de tensiune dintre stator şi rotor nu este mare, se poate folosi un autotransformator. In cazul că se foloseşte un transformator montat între reţea şi motor, nu intervine nicio modificare în cele arătate anterior. In fig. 59 *a* se arată montajul cu transformator intermediar şi simplu rând de perii, care va fi analizat în cele ce urmează. Deoarece rezistenţele şi reactanţele transformatorului intermediar pot fi înglobate în cele ale statorului şi ale rotorului, rezultă că transformatorul influenţează proprietăţile maşinii numai prin curentul său magnetizant, bine înţeles în afară de faptul că raportul k al forţelor magnetomotoare rotorice şi statorice capătă acum valoarea $k = k_t k_0$, unde k_0 este raportul de transformare al tensiunilor în motor fără transformator intermediar, iar $k_t = w_{1t}/w_{2t}$ este raportul de transformare al transformatorului. Dacă curentul magnetizant al transformatorului este neglijabil faţă de curentul maşinii, diagrama vectorială (fig. 61) rămâne valabilă, ţinând însă seama de noua valoare a raportului k. Curentul magnetizant al transformatorului depinde de mărimea fluxului rezultant în circuitul său magnetic, care este proporţional cu forţa electromotoare E_2 şi decalat cu $\frac{\pi}{2}$ faţă de ea. In consecinţă, spre deosebire de transformatorii normali funcţionând cu tensiune şi deci cu flux constant, în cazul de faţă transformatorul are tensiune, flux şi curent magnetizant variabil. Dacă se neglijează influenţa saturaţiei, curentul magnetizant al transformatorului este şi el proporţional cu E_2, deci în apropierea sincronismului curentul magnetizant este mic şi poate fi neglijat, dar creşte odată cu alunecarea, aşa încât influenţa transformatorului se face simţită în cazul alunecărilor mari. Chiar dacă se ia în consideraţie influenţa saturaţiei, pentru turaţii în apropierea sincronismului curentul magnetizant rămâne mic, însă creşte cu alunecarea mai mult decât proporţional cu E_2, astfel încât concluziile nu se schimbă. Decalajul dintre forţele electromotoare E_2 şi E_1 în funcţie de ungiul α de decalaj al periilor rămâne neschimbat. Curentul statoric I_1 se descompune în următoarele două componente: o componentă I_{0t}, care reprezintă curentul magnetizant al transformatorului, decalat cu $\frac{\pi}{2}$ în urma forţei contraelectromotoare $-E_2$ şi o componentă I_1' în fază cu curentul rotoric I_2 şi depinzând de acesta prin relaţia

$$I_1' = I_2 \frac{w_{2t}}{w_{1t}}.$$

Curentul statoric I_1 este suma geometrică a curenţilor I_{0t} şi I_1'. In diagrama vectorială (fig. 66) triunghiul punctat OCD reprezintă forţa magnetomotoare statorică Θ_1' şi rotorică Θ_2', produse de curenţii I_1' şi I_2, precum şi forţa magnetomotoare Θ_0' rezultantă în întrefier, dacă nu ar exista curentul magnetizant al transformatorului. Deoarce curenţii I_1' şi I_2 sunt în fază, forţa magnetomotoare Θ_2' este decalată în urma forţei magnetomotoare Θ_1' cu unghiul α, ca în diagrama obişnuită. Segmentul $\overline{OL} = -E_1$ ar reprezenta în aceleaşi condiţii forţa contraelectromotoare statorică, iar $\sphericalangle LOC = \varphi_1$. Datorită însă curentului magnetizant I_{0t}, statorul produce forţa magnetomotoare suplimentară $\overline{DB} = \Theta_t'$ decalată de asemenea cu $\frac{\pi}{2}$ în urma forţei contraelectromotoare $-E_2$. Segmentul $\overline{OB} = \Theta_0$ reprezintă forţa magnetomotoare în întrefier ţinând seama şi de acest curent magnetizant, $\overline{OF} = -E_1$ şi $\overline{FG} = -E_2$ reprezintă adevăratele forţe contraelectromotoare statorică şi rotorică, decalate una faţă de alta cu acelaşi unghi α. Vectorul $\overline{OA} = \Theta_1' + \Theta_t'$ reprezintă forţa magnetomotoare rezultantă Θ_1 a statorului. Triunghiul forţelor magnetomotoare în maşină este reprezentat acum de triunghiul OAB; segmentele $\overline{OA}$, $\overline{OC}$, $\overline{CA} \# \overline{DB}$ măsoară la aceeaşi scară curenţii statorici I_1, I_1', şi I_{0t}.

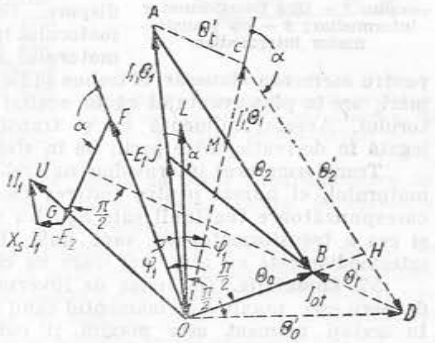


Fig. 66. Motorul cu colector, trifazat, serie, cu transformator intermediar. Diagrama vectorială.

Se poate arăta acum fără dificultate că $\sphericalangle OBD = \sphericalangle OMA = \alpha$. Pe de altă parte, din asemănarea perechilor de triunghiuri OMB, OCH şi BHD, MCA se deduce $\overline{OB}/\overline{OM} = \overline{BH}/\overline{MC} = \overline{BD}/\overline{AM}$, deci triunghiurile OBD, OMA sunt asemenea. Din egalităţile de unghiuri $\sphericalangle AOM = \sphericalangle BOD$ se deduce $\sphericalangle AOB = \sphericalangle COD$, deci $\sphericalangle FOA = \varphi_1$. Ca o primă concluzie, rezultă că atâta timp cât curentul magnetizant al transformatorului nu măreşte prea mult căderile de tensiune în stator, nu se modifică nici unghiul φ_1 şi nici factorul de putere al motorului la o turaţie dată. Dacă prin B se duce dreapta BJ făcând cu OA unghiul α, triunghiurile OCD şi OJB sunt asemenea, şi OJ reprezintă forţa magnetomotoare statorică, precum şi curentul statoric necesar pentru producerea forţei magnetomotoare rezultante Θ_0 dacă nu ar exista curentul magnetizant al transformatorului. In consecinţă, curentul magnetizant al transformatorului determină modificarea curentului statoric I_1, şi anume această modificare este dependentă de alunecare. La sincronism curentul statoric rămâne neschimbat. Pentru turaţii subsincrone (cazul din fig. 66), el este mărit, iar pentru turaţii suprasincrone, este micşorat; acest lucru este dealtfel evident, dacă se ţine seama de faptul că în domeniul turaţiilor suprasincrone motorul se comportă capacitiv. Odată cu schimbarea curentului statoric se schimbă evident şi căderile de tensiune.

Cuplul fiind proporţional cu patratul curentului statoric va suferi aceleaşi modificări; în consecinţă prin influenţa transformatorului intermediar, cuplul la turaţii subsincrone este mărit, iar la turaţii suprasincrone, micşorat. Consecinţa imediată a acestui fapt este micşorarea domeniului de funcţionare instabilă

(fig. 67). Prin influenţa curentului magnetizant al transformatorului, un anumit cuplu se realizează la turaţii subsincrone cu unghiuri de decalaj al periilor mai mici, cu un flux rezultant mai mic, şi, în consecinţă, se micşorează solicitarea periilor din cauza scânteilor produse de forţa electromotoare indusă de câmpul învârtitor în spirele scurtcircuitate de perii; în acelaşi timp creşte însă densitatea curentului sub perii şi tensiunea de inversare a curentului.

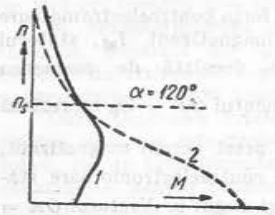


Fig. 67. Turaţia, funcţie de cuplu: *1* — fără transformator intermediar; *2* — cu transformator intermediar.

La suprasincronism, prin influenţa curentului magnetizant al transformatorului care micşorează curentul absorbit, pentru o anumită turaţie şi un anumit unghi de decalaj al periilor, cuplul scade.

In acest domeniu al turaţiilor suprasincrone, printr'un curent magnetizant important al transformatorului, se poate deci realiza o funcţionare cu cuplu nul pentru orice turaţie a motorului, adică se poate realiza orice turaţie de mers în gol; teoretic, motorul nu absoarbe dela reţea niciun curent, practic însă absoarbe curentul necesar acoperirii pierderilor; prin aceasta, turaţia maximă de mers în gol este micşorată la circa 1,8 n_s şi deci pericolul ambalării dispare. Dacă curentul magnetizant al transformatorului trebue să aibă influenţă asupra funcţionării motorului numai în cazul alunecărilor mari, atunci pentru asemenea alunecări el trebue să fie puternic saturat; adoptarea unei saturaţii mari, are în plus avantajul că în acelaşi timp se reduc dimensiunile transformatorului. Aceeaşi influenţă ca şi transformatorul o are o bobină de reactanţă legată în derivaţie, între perii, fie în stea, fie în triunghi.

Transformatorul intermediar nu trebue dimensionat pentru întreaga putere a motorului, ci numai pentru puterea electrică a rotorului, adică pentru puterea corespunzătoare tensiunii sale E_2. La sincronism, atât puterea rotorului, cât şi cea a transformatorului sunt nule. In consecinţă, puterea transformatorului intermediar este cu atât mai mare cu cât este mai mare domeniul de reglaj ales.

37. **Comutaţia.** Tensiunea de inversare a curentului în spirele scurtcircuitate de perii este maximă în momentul când curentul în peria respectivă este maxim. In acelaşi moment este maxim şi curentul în faza statorică legată cu peria, astfel încât în acel moment axa câmpului învârtitor statoric coincide cu axa fazei statorice legate la aceea perie. Se deduce de aci că tensiunea e_x, de inversare a curentului, este în fază cu forţa magnetomotoare statorică Θ_1. Examinând fig. 53, se deduce că forţa electromotoare rotorică E_2 este maximă când axa câmpului învârtitor rezultant este normală pe axa de separare a zonelor α de ξ şi γ de δ, în timp ce, după cum s'a arătat (punctul 28), forţa electromotoare statică e_s indusă de câmpul învârtitor în spirele scurtcircuitate este maximă când axa câmpului învârtitor rezultant coincide cu această axă. De aci se deduce că forţa electromotoare statică e_s este decalată cu $\pi/2$ în urma forţei electromotoare E_2.

In determinarea fazei forţei electromotoare statice e_s trebue ţinut seama şi de faptul că faza forţei electromotoare rotorice E_2 depinde de viteza motorului, şi anume, la viteze subsincrone ea este decalată înaintea forţei electromotoare E_1 induse în stator, iar la viteze suprasincrone este decalată în urmă.

Cunoscând cele două forţe electromotoare induse, se poate găsi forţa electromotoare rezultantă e_r în secţiunea scurtcircuitată de perii (fig. 68). La pornire, tensiunea de inversare a curentului e_x este nulă, aşa încât comutaţia este influenţată numai de forţa electromotoare statică e_s. Deoarece această forţă electromotoare este proporţională cu fluxul şi cu alunecarea, ea scade în general odată cu creşterea vitezei, la sincronism este nulă şi creşte din nou pentru

viteze suprasincrone. Forţa electromotoare de inversare a curentului creşte însă proporţional cu viteza, aşa încât peste sincronism ea capătă valori maxime. Pentru viteze suprasincrone, ambele forţe electromotoare fiind mari, forţa electromotoare rezultantă fiind deasemenea mare, comutaţia se înrăutăţeşte mult şi deaceea turaţia maximă în funcţionarea cu cuplul nominal nu poate depăşi turaţia sincronă cu mai mult decât circa 25%.

Dacă rotorul se învârteşte în sens contrar câmpului învârtitor $s > 1$, forţa electromotoare statică ia valori mai mari decât valoarea pe care o are la pornire. In aceste condiţii, comutaţia este mai defectuoasă. Datorită acestui fapt, precum şi datorită pierderilor în fier, care cresc cu alunecarea, inversarea sensului de mers nu se face în practică prin inversarea sensului de decalare al periilor, ci prin inversarea sensului câmpului învârtitor (inversând legăturile a două faze) simultan cu inversarea decalajului periilor faţă de poziţia de nul. Unghiul de decalaj între forţele electromotoare e_s şi e_x depinde de valoarea unghiului φ_1, care, după cum s'a arătat, scade când raportul de transformare k creşte şi poate deveni negativ. Din această cauză, în general, îmbunătăţirea factorului de putere prin sporirea raportului k de transformare al motorului atrage după sine o comutaţie mai defectuoasă, deoarece chiar dacă e_x şi e_s rămân constante, prin compunere, la suprasincronism forţa electromotoare rezultantă creşte; pe de altă parte, trebue ţinut seama că forţa electromotoare de inversare a curentului e_x fiind proporţională cu densitatea liniară de curent a rotorului este proporţională şi cu raportul k de transformare.

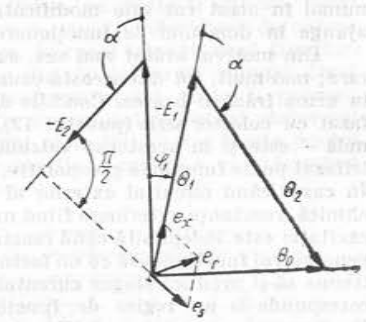


Fig. 68. Forţele electromotoare statice e_s şi de inversare a curentului e_x în secţiunea în comutaţie.

38. **Funcţionarea ca generator. Autoexcitaţia.** Dacă se păstrează sensul de rotaţie al maşinii, adică rotorul continuă să se rotească în acelaşi sens cu câmpul, dar se decalează periile în sens invers, adică în acelaşi sens cu câmpul, cuplul electromagnetic al rotorului îşi schimbă sensul căpătând un sens opus câmpului învârtitor; pentru a menţine această stare de funcţionare, rotorul trebue să primească din exterior un cuplu de acelaşi sens cu sensul câmpului învârtitor şi maşina funcţionează ca generator serie trifazat cu colector. Deoarece motorul se foloseşte de multe ori în instalaţii de transport şi de ridicat, funcţionarea ca generator ar fi utilă în scopul frânării cu recuperare. Funcţionarea ca generator poate avea loc şi când rotorul se roteşte în sens contrar câmpului învârtitor, fără a schimba sensul de decalaj al periilor, punctul de funcţionare fiind situat pe arcul AB_1 (fig. 62); în acest caz, cuplul creşte când turaţia scade, frânarea este bruscă, factorul de putere şi comutaţia sunt rele, randamentul mic.

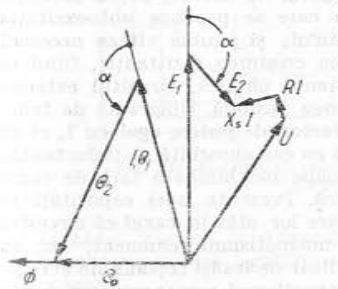


Fig. 69. Motorul cu colector trifazat serie, fără transformator intermediar. Diagrama vectorială în funcţionarea ca generator.

Diagrama de funcţionare ca generator nu se schimbă principial. Forţa magnetomotoare rotorică este decalată înaintea forţei magnetomotoare statorice cu unghiul α, iar forţa electromotoare rotorică E_2 este decalaltă în urma forţei electromotoare statorice E_1 cu acelaşi unghi α (fig. 69). Atât curenţii, cât şi ten-

siunile au frecvenţa reţelei, excitaţia maşinii fiind luată dela reţea. Dacă însă nu se iau măsuri speciale, maşina se autoexcită la o frecvenţa diferită de a reţelei, în acelaşi mod ca şi maşinile cu colector, monofazate. In cazul autoexcitaţiei, impedanţa exterioară a generatorului, la frecvenţa de autoexcitaţie, este constituită numai de impedanţa proprie a reţelei, şi deoarece aceasta este mică, curentul produs de forţa electromotoare de autoexitaţie este un adevărat curent de scurtcircuit şi poate atinge valori periculoase pentru motor. Ca şi la maşina de curent continuu, acest curent este limitat numai de saturaţia maşinii, deoarece numai în acest caz este modificată proporţionalitatea între flux şi curent şi se ajunge în domeniul de funcţionare stabilă.

Din motivul arătat mai sus, autoexcitaţia face imposibilă frânarea cu recuperare; mai mult, tot din această cauză se poate produce chiar ruperea axului maşinii în urma frânării bruşce. Condiţia de autoexcitaţie stabilită pentru motorul monofazat cu colector serie (punctul 13), — suma impedanţei maşinii şi a reţelei să fie nulă — este şi în acest caz valabilă, cu observaţia că, din cauză că generatorul trifazat poate funcţiona şi capacitiv, nu mai este nevoie de altă capacitate în circuit. In cazul când circuitul exterior al generatorului este constituit dintr'o rezistenţă ohmică, reactanţa exterioară fiind nulă, se deduce că una dintre condiţiile de autoexcitaţie este îndeplinită când reactanţa generatorului este nulă, adică atunci când generatorul funcţionenză cu un factor de putere egal cu unu; în acest caz, generatorul trebue să-şi producă singur curentul magnetizant, deci diagrama sa de funcţionare corespunde la un regim de funcţionare pentru care este complect compensat. Pe diagrama cercului, valabilă şi pentru frecvenţa la care are loc autoexcitaţia, se poate determina acest punct de funcţionare şi alunecarea respectivă; trebue însă ţinut seama că alunecarea astfel determinată este raportată la frecvenţa curenţilor de autoexcitaţie. Pentru cazul particular al raportului de transformare al tensiunilor în motor $k = 1$, se poate arăta că factorul de putere este egal cu 1 când punctul de funcţionare coincide cu mijlocul arcului AC (fig. 62). Se poate deasemenea constata că pentru acest punct de funcţionare corespunde o alunecare $s = -1$, adică în general generatorul are o viteză egală aproximativ cu dublul vitezei de sincronism; bine înţeles această viteză este determinată în raport cu frecvenţa curenţilor de autoexcitaţie. Viteza la care se produce autoexcitaţia este însă funcţie de raportul k, precum şi de unghiul de decalaj α (cu excepţia cazului $k = 1$ când nu depinde de α). Viteza la care se produce autoexcitaţia este funcţie şi de rezistenţa ohmică a circuitului, şi anume viteza necesară pentru a se produce autoexcitaţia creşte odată cu creşterea rezistenţei, fiind în general mult suprasincronă. Dacă pe lângă rezistenţă ohmică, circuitul exterior conţine şi inductanţă, autoexcitaţia este deasemenea posibilă. Diagrama de funcţionare nu mai corespunde la funcţionarea cu un factor de putere egal cu 1, ci cu producerea unei puteri reactive suplimentare, egală cu cea absorbită de inductanţă; viteza rotorului la care are loc autoexcitaţia rămâne neschimbată faţă de cazul precedent, iar frecvenţa curentului este mai mică. Prezenţa unei capacităţi în circuitul maşinii are efectul invers. Autoexcitaţia are loc atât în cazul că circuitul exterior este separat de reţea, fiind cauzată de magnetismul remanent, dar, în general, mai ales când circuitul exterior este constituit de însăşi reţeaua de energie electrică, deoarece curentul acesteia înlocueşte magnetismul remanent care poate fi prea slab. Pentru tensiunile şi forţele magnetomotoare de autoexcitaţie se poate construi o diagramă analogă cu cea din fig. 69, bine înţeles ţinând seama că frecvenţa lor este diferită de cea a reţelei. In cazul că reţeaua face parte din circuitul exterior al generatorului, amândouă aceste diagrame sunt simultan valabile. Câmpul învârtitor datorit curenţilor de autoexcitaţie are acelaşi sens de rotaţie ca şi rotorul, în consecinţă el va avea acelaşi sens cu câmpul curenţilor reţelei sau sens invers, după cum funcţionarea ca generator este obţinută prin decalarea periilor sau prin inversarea sensului de rotaţie al rotorului. In practică, autoexcitaţia

trebue evitată, fiind un fenomen perturbator care stânjeneşte frânarea electrică. Evitarea acestui pericol se realizează cuplând rezistenţe ohmice în circuit, însă se constată că în acest caz, în general, nu se poate face recuperarea energiei, deoarece atât maşina cât şi reţeaua furnizează energie în rezistenţă; în orice caz, chiar dacă se produce recuperarea energiei, randamentul este foarte mic. Se constată că, în cazul când maşina are transformator intermediar, este preferabil ca rezistenţele să fie montate pe partea secundară a transformatorului intermediar, înaintea rotorului.

39. Motorul cu colector, serie, trifazat, cu dublu rând de perii. Montajul cu şase perii, necesitând trei bobinaje cu capetele libere, nu poate fi aplicat decât prin folosirea unui transformator intermediar sau a unui transformator de putere la care capetele bobinajelor secundare sunt libere. In cazul folosirii unui transformator intermediar, statorul poate fi legat în stea (fig. 59 *b*) sau în triunghi. Dacă statorul este montat în triunghi, primarul transformatorului poate fi parcurs, fie de curentul de fază al statorului (fig. 70 *a*), fie de curentul de linie al statorului (fig. 70 *b*). Dealtfel, montajul statorului în triunghi ca în fig. 70 *a* şi *b* este posibil şi în cazul motorului cu simplu rând de perii, legăturile la periile x, y, z formând în acest caz punctul neutru al transformatorului.

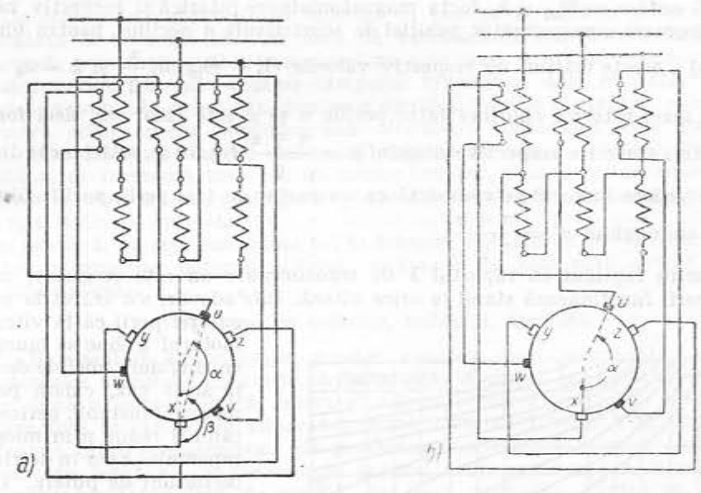


Fig. 70. Motorul cu colector, trifazat serie, cu dublu rând de perii, statorul montat în triunghi.

In cazul folosirii unui transformator de putere, în secundarul fiecărei faze a transformatorului sunt legate în serie o fază a statorului şi periile corespunzătoare ale rotorului.

La orice montaj, cu dublă garnitură de perii, una dintre aceste garnituri, x, y, z este fixă (periile fiind plasate în cele trei axe ale fazelor statorice), iar cealaltă garnitură de perii u, v, w este decalabilă. Poziţia de nul a periilor se realizează când periile u şi x, v şi y, w şi z sunt aşezate pe aceeaşi lamelă a colectorului ($\alpha = 0$). Poziţia de scurtcircuit se realizează când periile u şi x, v şi y, w şi z sunt diametral opuse ($\alpha = \pi$, în cazul unei maşini bipolare). In poziţia de nul a periilor, numărul de spire rotorice active este nul, iar în poziţia de scurtcircuit, el este maxim; prin variaţia unghiului α se produce deci variaţia după voinţă a

numărului activ de spire rotorice şi deci variaţia raportului de transformare k. Pentru puterea şi turaţia nominală, unghiul α de decalaj este de aproximativ 120°.

Dacă transformatorul nu este saturat, diagrama vectorială din fig. 61 este valabilă (ţinând însă seama de raportul de transformare al transformatorului), iar dacă transformatorul este saturat, este valabilă diagrama din fig. 66. In cazul motorului cu şase perii, E_2 reprezintă forţa electromotoare îndusă în rotor între două din periile corespunzătoare unei aceleiaşi faze. Pentru $\alpha = \pi$, există relaţiile

$$w_2 = \frac{N_2}{2 \cdot 2a_2}; \quad \xi_2 = \frac{2}{\pi},$$

aşa încât

$$E_2 = \frac{1}{\sqrt{2}} sf \frac{N_2}{a_2} \Phi \, 10^{-8} \text{ [V]} \tag{39.1}$$

Pentru un unghi de decalaj oarecare, în expresia de mai sus intervine factorul $\sin \frac{\alpha}{2}$.

Dacă notăm cu Θ_{20} şi k_0 forţa magnetomotoare rotorică şi respectiv raportul de transformare corespunzător poziţiei de scurtcircuit a periilor, pentru un unghi de decalaj α aceste mărimi au respectiv valorile $\Theta_2 = \Theta_{20} \sin \frac{\alpha}{2}$ şi $k = k_0 \sin \frac{\alpha}{2}$.

Axa fazei rotorice cuprinse între periile u şi x este chiar ux, deci formează cu axa fazei statorice respective unghiul $\beta = \frac{\pi + \alpha}{2}$ (fig. 70 a), astfel încât din acest punct de vedere motorul se comportă ca un motor cu trei perii, periile fiind însă decalate cu unghiul $\alpha' = \frac{\pi + \alpha}{2}$.

Datorită faptului că raportul k de transformare nu este constant, motorul cu şase perii funcţionează stabil la orice viteză. Intr'adevăr, s'a arătat la motorul cu trei perii că la viteze mici motorul trebue să funcţioneze cu unghiuri mici de decalaj şi în acest caz, există pericolul mersului instabil, pericolul putând fi redus prin micşorarea raportului k dar în detrimentul factorului de putere. La motorul cu şase perii, simultan cu micşorarea unghiului α se produce în mod automat micşorarea raportului k, aşa încât pericolul mersului instabil dispare; curbele caracteristice ale cuplului în funcţie de viteză au aspectul din fig. 71. Stabilitatea mersului nu este însă influenţată de saturaţia transformatorului intermediar în acelaşi mod ca la motorul cu trei perii; aceasta, din cauză că la un flux dat şi la o alunecare dată, pentru unghiuri de decalaj α mici, forţa electromotoare E_2 a rotorului este deasemenea mică, în consecinţă şi curentul magnetizant al transformatorului este mic. Este însă evident că prin reducerea raportului k, la viteze mici motorul

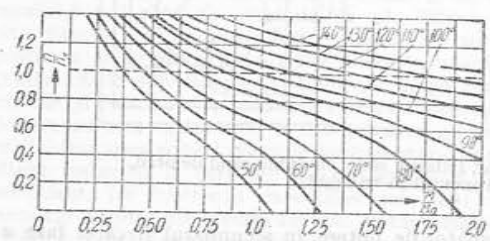


Fig. 71. Motorul cu colector, trifazat serie cu dublu rând de perii. Cuplul în funcţie de viteză pentru diferite unghiuri de decalaj.

cu şase perii va avea un factor de putere mai mic decât motorul cu trei perii; pentru vitezele mari (în general suprasincrone) şi cupluri mari, când pericolul mersului instabil dispare în orice caz, motorul cu şase perii are un factor de putere deasemenea bun, datorită faptului că prin mărirea unghiului α se măreşte simultan şi raportul k. In afară de aceasta, motorul cu şase perii prezintă şi alte diferenţe cu privire la modul de comportare la pornire, în special cu privire la comutaţie. S'a arătat că la motorul cu trei perii, în poziţia de nul a periilor, forţele magnetomotoare rotorice şi statorice se adună, aşa încât curentul de pornire este mic. La motorul cu şase perii, în poziţia de nul numărul activ de spire rotorice este nul, aşa încât şi forţa contraelectromotoare — E_2 a rotorului este nulă. Echilibrarea tensiunii aplicate motorului numai prin forţa contraelectromotoare statorică — E_1 (făcând abstracţie de căderile de tensiune) arată că fluxul în maşină trebue să fie aproximativ de două ori mai mare la motorul cu şase perii. Datorită acestui fapt, şi forţa electromotoare statică indusă în spirele scurtcircuitate de perii va fi aproximativ de două ori mai mare la acest motor. Aceleaşi desavantaje, în măsură mai redusă, există şi pentru mersul cu viteze subsincrone. In schimb, motorul cu şase perii are avantajul că tensiunea de inversare a curentului este mai mică, deoarece la aceeaşi putere valoarea curentului în perii este mai mică. Cu privire la autoexcitarea maşinii cu şase perii, sunt în general valabile cele arătate la punctul 38. Un mod de autoexcitare complect deosebit de cel arătat acolo este însă posibil la motorul cu şase perii şi în funcţionarea ca motor (decalajul periilor în sens contrar câmpului învârtitor) dacă în stator nu există un punct neutru. In acest caz, pentru o anumită poziţie a periilor, este posibilă producerea unui curent continuu sau alternativ monofazat care parcurge în acelaşi sens cele trei faze ale statorului cuplate în serie. Curentul de alimentare din reţea formează însă tot un sistem trifazat. Pentru evitarea sau înnăbuşirea acestui mod de autoexcitaţie se poate mări rezistenţa motorului sau se pot folosi alte mijloace speciale.

In practică, de cele mai multe ori se folosesc motoare cu trei perii şi cu transformator intermediar puternic saturat, motoarele cu şase perii având o importanţă mai redusă.

c) Motoare cu colector, trifazate, derivaţie

40. **Generalităţi.** Proprietăţile acestor motoare sunt asemănătoare cu cele ale motoarelor asincrone obişnuite, deci variaţia cuplului în funcţie de turaţie se face după o caracteristică derivaţie, viteza scăzând puţin în sarcină. Spre deosebire însă de motoarele asincrone, viteza lor poate fi reglată în mod simplu şi economic (atât suprasincron, cât şi subsincron) trecând de pe o caracteristică pe alta, aşa încât ele se folosesc în general acolo unde este necesară o viteză aproximativ constantă faţă de sarcină, dar uşor reglabilă. Faptul că motoarele din această categorie nu se ambalează în gol şi nici nu prezintă pericolul mersului instabil a făcut ca motoarele derivaţie să înlocuiască în unele cazuri motoarele serie chiar acolo unde se cere o caracteristică serie. Căderea procentuală de viteză în sarcină este mai mare decât la motorul derivaţie de curent continuu, însă mult mai mică decât la motorul serie, şi anume cu atât mai mare cu cât viteza de mers în gol este reglată la o valoare mai mare. Viteza este mai puţin influenţată de variaţia tensiunii decât în cazul motorului serie. Printr'o dimensionare corespunzătoare, viteza poate fi coborâtă la valori cât de mici. Dacă rotorul este antrenat din exterior cu o viteză mai mare decât viteza de mers în gol, maşina funcţionează ca generator; autoexcitaţia se poate produce numai dacă maşina în mers este decuplată dela reţea fără a întrerupe legătura între rotor şi stator, curenţii de autoexcitaţie fiind însă cu mult mai mici decât la motorul serie.

Motoarele cu colector derivaţie se execută, fie ca motoare alimentate prin stator, fie ca motoare alimentate prin rotor, şi deşi principial au aceeaşi compor-

tare, ele se deosebesc totuşi din cauza particularităţilor tehnice de exploatare şi evident de construcţie.

Motorul alimentat prin stator are în stator un bobinaj obişnuit de curent alternativ legat la reţea, iar rotorul are bobinajul obişnuit de curent continuu cu colector şi perii pentru curent trifazat. În diverse moduri, acestor perii li se aplică o tensiune alternativă, reglabilă ca mărime şi fază şi având frecvenţa reţelei. În construcţia din fig. 72, tensiunea reglabilă se obţine cu ajutorul unor prize în bobinajul statoric. Când periile sunt legate la prizele U_0, V_0, W_0 (punctul neutru al bobinajului statoric), tensiunea aplicată periilor este nulă şi motorul se comportă ca un motor asincron obişnuit. Tensiunea reglabilă creşte cu cât periile sunt legate la prize mai depărtate de punctul neutru, iar pentru prize situate de o parte şi de alta a punctului neutru, tensiunea obţinută la perii îşi schimbă faza cu π. Decalajul de fază între forţa electromotoare indusă în rotor de către câmpul învârtitor şi tensiunea aplicată la perii se reglează prin decalarea periilor pe colector. În construcţia din fig. 73 *a*, tensiunea reglabilă la perii se obţine cu ajutorul unui bobinaj statoric auxiliar cu prize, montat în aceleaşi crestături ca şi bobinajul statoric principal, în bobinajul auxiliar inducându-se o forţă electromotoare datorită câmpului învârtitor. În construcţia din fig. 73 *b*, prizele bobinajului auxiliar statoric sunt înlocuite printr'un regulator de inducţie, alimentat direct dela reţea, această construcţie fiind astăzi cea mai frecventă. În această construcţie bobinajul auxiliar statoric are rolul de a micşora puterea necesară pentru regulatorul de inducţie. Bobinajul auxiliar furnizează jumătate din tensiunea maximă cerută la perii de domeniul de reglaj, iar regulatorul de inducţie furnizează cealaltă jumătate şi în acelaşi timp reglează valoarea tensiunii la perii, dela zero până la valoarea sa maximă. Deoarece la un regulator de inducţie obişnuit există o strânsă legătură între tensiunea obţinută şi unghiul de decalaj al acestei tensiuni faţă de tensiunea primară, este necesar ca periile colectorului să fie decalabile. Dacă însă se foloseşte un regulator de inducţie cu dublă variaţie permiţând reglajul tensiunii în mărime şi fază, nu mai este necesar ca periile să fie decalabile. O modificare importantă a acestui montaj este realizată de construcţia în care tensiunea constantă nu se produce în bobinajul auxiliar statoric (în acest caz, statorul are un singur bobinaj), ci într'un transformator special complect separat de motor, fie cu raport de transformare variabil, fie cu raport de transformare constant, montat în serie cu secundarul unui regulator de inducţie; periile colectorului sunt în acest caz decalabile pentru a regla după necesitate faza tensiunii rezultate la perii. Construcţia de mai sus corespunde ca montaj de principiu cu fig. 73 *c*; această figură indică în acelaşi timp modul de alimentare a periilor numai prin regulator de inducţie şi serveşte în acelaşi timp ca schemă teoretică de montaj pentru toate motoarele cu colector, trifazate, derivaţie şi cu alimentare prin stator. La toate aceste montaje se pot executa construcţii cu şase perii, în care caz bobinajele auxiliare în legătură cu periile trebue să aibă ambele capete legate la perii (fig. 73 *d*). La motoarele cu alimentare statorică, câmpul învârtitor are faţă de stator şi de perii viteza de sincronism n_s. Frecvenţa forţelor electromotoare induse în rotor este egală cu frecvenţa de alunecare $f_2 = sf$, în timp ce frecvenţa forţelor electromotoare induse în bobinajele auxiliare ale statorului, sau obţinute în secundarul regulatorului de inducţie, este egală cu frecvenţa reţelei f. Colectorul face însă posibilă transformarea frecvenţei şi legarea în serie a celor două forţe electromotoare de mai sus. Ca şi la motorul asincron obişnuit, sensul de rotaţie al motorului este acelaşi cu sensul câmpului învârtitor.

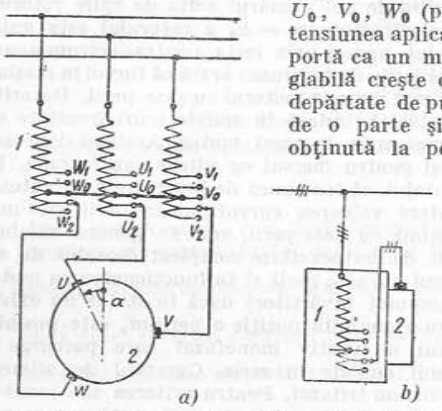


Fig. 72. Motorul cu colector trifazat derivaţie cu alimentare statorică şi prize în stator pentru alimentarea periilor: *1* — bobinaj statoric cu prize; *2* — bobinaj rotoric cu colector; *a*) schemă trifilară *b*) schema monofilară.

Motorul cu colector, trifazat, derivaţie, cu alimentare prin rotor (fig. 74) are în stator deasemenea un bobinaj obişnuit trifazat, care are însă rolul de bobinaj auxiliar. Rotorul are două bobinaje dintre care unul (bobinajul primar), legat în stea sau triunghi, este alimentat prin inele dela reţea, iar al doilea (aşezat în aceleaşi crestături) este legat la colector. Bobinajul statoric are toate capetele legate la perii, câte două pentru fiecare fază, deci în total şase perii (în cazul motoarelor bipolare). Cele două perii ale unei faze sunt simultan decalabile pe colector, în sens invers una faţă de alta şi cu unghiuri diferite. La motoarele alimentate prin rotor este schimbat rolul pe care statorul şi rotorul îl au la motoarele alimentate prin stator. Intr'adevăr, la aceste motoare câmpul învârtitor are faţă de rotor viteza constantă de sincronism n_s. Rotorul se învârteşte în sens opus câmpului învârtitor cu viteza n, iar viteza relativă a câmpului învârtitor faţă de stator este egală cu sn_s. Forţele electromotoare induse în bobinajul rotorului au frecvenţa f a reţelei, iar cele induse în bobinajul statorului au frecvenţa de alunecare sf, ele putând fi legate în serie datorită colectorului. Mărimea forţei electromotoare obţinute la perii depinde de numărul spirelor bobina-

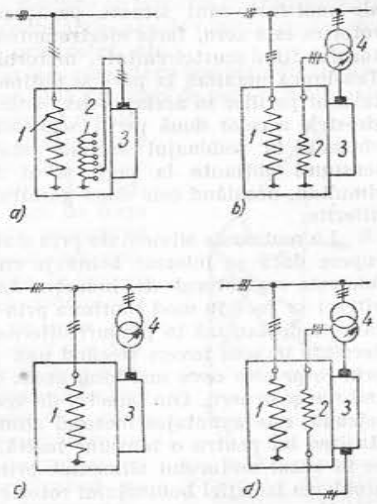


Fig. 73. Motoare cu colector trifazate derivaţie: *a* — cu bobinaj auxiliar în stator; *b* — cu bobinaj auxiliar în stator şi regulator de inducţie (sau transformator); *c* — cu regulator de inducţie; *d* — cu bobinaj auxiliar şi regulator de inducţie (sau transformator); *1* — bobinaj statoric principal; *2* — bobinaj statoric auxiliar; *3* — bobinaj rotoric cu colector; *4* — regulator de inducţie sau transformator.

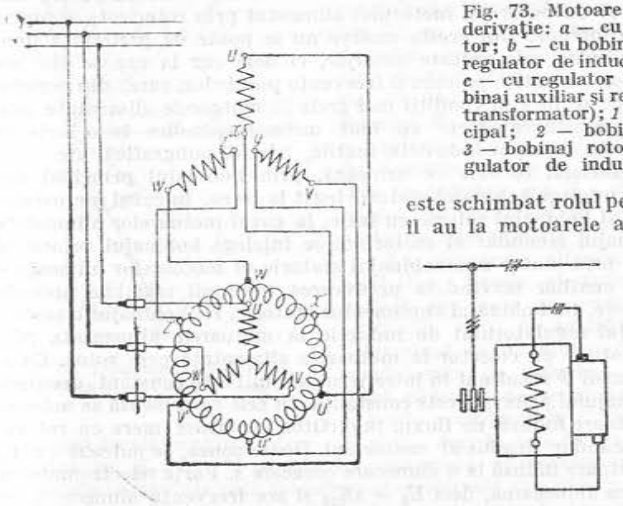


Fig. 74. Motorul cu colector, trifazat, derivaţie, cu alimentare prin rotor: *a*) — schema trifilară; *b* — schema monofilară.

jului rotorului, cuprinse între perii. Ea este deci reglabilă prin variaţia unghiului cuprins între două perii aparţinând aceloraşi faze statorice. Variaţia acestui unghi se face deplasând cele două perii în sens opus pe colector. Când ambele perii ale unei faze sunt situate pe aceeaşi lamelă a colectorului, numărul de spire rotorice este zero, forţa electromotoare la perii este zero, fazele auxiliare ale statorului fiind scurtcircuitate, motorul se comportă ca un motor asincron obişnuit. Tensiunea maximă la perii se obţine când periile sunt decalate cu 180°. Decalarea tuturor periilor în acelaşi sens, adică variaţia unghiului de decalaj al axei de simetrie a celor două perii, schimbă faza între tensiunea la perii şi tensiunea obţinută în bobinajul auxiliar statoric. Ambele efecte, adică reglajul mărimii tensiunii obţinute la perii şi al fazei sale, se realizează în practică în mod simultan, decalând cele două garnituri de perii în sens invers, dar cu unghiuri diferite.

La motoarele alimentate prin stator, reglajul vitezei se face în trepte şi cu întrerupere dacă se folosesc bobinaje cu prize, şi în mod continuu numai dacă se foloseşte regulatorul de inducţie. La motoarele alimentate prin rotor, reglajul vitezei se face în mod continuu prin decalarea periilor. Datorită însă periilor duble care se deplasează în planuri diferite, deoarece este necesar ca periile să poată fi decalate în sens invers trecând una pe lângă alta, colectorul motorului alimentat prin rotor este ceva mai lung decât colectorul motorului alimentat prin stator, cu trei sau şase perii. Din punctul de vedere al modului cum este făcută legătura cu reţeaua, este avantajos motorul alimentat prin stator, deoarece este posibilă construirea lui pentru o tensiune înaltă, fără a fi necesar un transformator, în timp ce în cazul motorului alimentat prin rotor din reţele de înaltă tensiune se pune problema izolaţiei bobinajului rotoric care, în acelaşi timp, este solicitat de forţele centrifuge. Deasemenea motorul alimentat prin stator are un factor de putere mai bun, în timp ce factorul de putere al motorului alimentat prin rotor este apropiat de cel al motoarelor asincrone. Din aceste motive nu se poate da preferinţă unui anumit tip de motor dintre cele arătate anterior, ci dela caz la caz se vor lua în considerare toţi factorii amintiţi, precum şi frecvenţa pornirilor, care, din punctul de vedere al comutaţiei, se face în condiţii mai grele la motoarele alimentate prin stator. Motoarele din această categorie au luat mare răspândire în o serie de ramuri industriale, ca de exemplu industria textilă, hârtie, poligrafică, etc.

41. **Diagrama vectorială.** In cele ce urmează, prin bobinajul principal sau primar al motorului se înţelege bobinajul statoric legat la reţea, în cazul motoarelor alimentate prin stator şi bobinajul rotoric cu inele, în cazul motoarelor alimentate prin rotor. Prin bobinajul secundar al motorului se înţelege bobinajul rotoric al motoarelor alimentate prin stator sau bobinajul statoric al motoarelor alimentate prin rotor. Bobinajul auxiliar servind la producerea tensiunii reglabile aplicate bobinajului secundar este, fie bobinajul suplimentar statoric, fie bobinajul transformatorului, fie bobinajul regulatorului de inducţie la motoarele alimentate prin stator, sau bobinajul rotoric cu colector la motoarele alimentate prin rotor. Ca şi la motorul asincron, fluxul Φ rezultant în întrefierul maşinii este constant, deoarece tensiunea fazelor bobinajului principal este constantă. In cele ce urmează se notează cu E_{20} forţa electromotoare indusă de fluxul învârtitor la pornire (mers cu rotorul calat) în bobinajul secundar deschis al motorului. Deasemenea, se notează cu E_2 aceeaşi forţă electromotoare indusă la o alunecare oarecare s. Forţa electromotoare E_2 este proporţională cu alunecarea, deci $E_2 = sE_{20}$ şi are frecvenţa alunecării. Se notează cu U_2 tensiunea reglabilă aplicată bobinajului secundar prin intermediul bobinajului auxiliar şi al colectorului. In circuitul auxiliar, această tensiune are în toate cazurile frecvenţa reţelei, însă, datorită colectorului, ea este transformată în circuitele secundare alimentate prin colector la frecvenţa de alunecare, la fel ca şi E_2, dar fără a i se schimba valoarea eficace. Faţă de componenta alternativă a fluxului Φ prin faza bobinajului secundar, forţa electromotoare E_2 este decalată

în urmă cu $\frac{\pi}{2}$ (fig. 75). Se notează deasemenea cu k raportul $k = U_2/E_{20}$, raport care depinde de U_2, şi deci dela caz la caz va depinde de raportul de transformare al transformatorului, de poziţia regulatorului de inducţie, sau de unghiul de decalaj între perii în cazul motorului cu alimentare prin rotor, etc.

Se notează cu α unghiul de decalaj al periilor la motoarele cu trei perii decalabile, sau unghiul de decalaj al axei de simetrie al celor două garnituri de perii la motoarele cu şase perii, sau unghiul cu care s'a rotit rotorul regulatorului de inducţie la motoarele cu perii fixe (la aceste ultime motoare periile fixe sunt calate pe rotor astfel, încât axele magnetice ale statorului şi ale rotorului să coincidă). Tensiunea U_2, aplicată la colector, este decalată faţă de forţa electromotoare E_2 cu un unghi β care depinde de unghiul α de decalaj definit mai sus. In general, tensiunea aplicată U_2 are o componentă în fază sau opoziţie de fază cu E_2 şi o componentă decalată cu $\pi/2$. Forţa electromotoare rezultantă în circuitul secundar este egală cu suma geometrică a căderii de tensiune ohmice $R_2 I_2$ şi a căderii de tensiune inductive $sX_{s2} I_2$, unde X_{s2} este reactanţa de scăpări corespunzătoare frecvenţei f a reţelei. Suprapunând pe aceeaşi figură diagrama curenţilor şi a tensiunilor din fig. 75 cu diagrama bobinajului principal legat de reţea, luând pentru ambele diagrame ca origină de fază fluxul Φ, se obţine diagrama din fig. 76. Vectorul $-E_1$, decalat cu $\pi/2$ înaintea fluxului Φ, reprezintă forţa contraelectromotoare a bobinajului principal, $R_1 I_1$ reprezintă căderea de tensiune ohmică, $X_{s1} I_1$ — căderea inductivă de scăpări, iar U — tensiunea constantă a reţelei. Se consideră în cele ce urmează că raportul k este pozitiv.

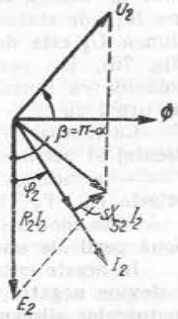


Fig. 75. Diagrama tensiunilor şi a curenţilor în circuitul secundar.

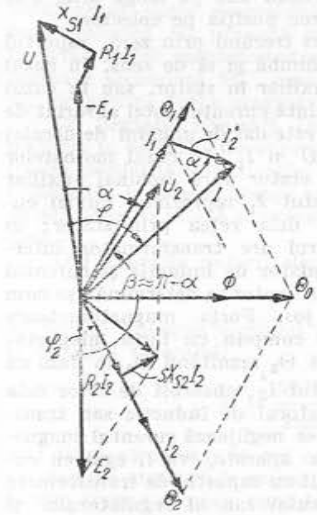


Fig. 76. Diagrama tensiunilor, a curenţilor şi a forţelor magnetomotoare.

La motoarele alimentate prin stator şi cu perii fixe, forţele electromotoare E_1 şi E_2 sunt în fază aşa cum se arată pe figură, iar între tensiunile U şi U_2 există un decalaj α în timp, determinat de unghiul cu care a fost rotit rotorul regulatorului de inducţie. In ipoteza că se neglijează căderile de tensiune în bobinajul primar, se poate presupune că U şi $-E_1$ sunt în fază şi că acelaşi decalaj α există între $-E_1$ şi U_2, deci U_2 este decalat cu unghiul $\beta = \pi - \alpha$ înaintea lui E_2 (fig. 75 şi 76). La motoarele alimentate prin stator şi cu perii decalabile alimentate prin transformator obişnuit sau prin prize prevăzute la bobinajul statoric, U şi U_2 sunt în fază (dacă se neglijează căderile de tensiune) iar forţa electromotoare E_2 este decalată cu unghiul α înaintea forţei electromotoare E_1, în ipoteza că periile au fost decalate cu unghiul α în sens contrar cu sensul câmpului învârtitor şi că $p = 1$. Din cauză că în fig. 76 forţele electromotoare E_1 şi E_2 au fost considerate în fază datorită aceluiaşi decalaj $\frac{\pi}{2}$ faţă de fluxul Φ, decalarea pe-

riilor cu unghiul α este echivalentă cu decalarea tensiunii U_2 cu unghiul α înapoi sau înainte faţă de tensiunea U, după cum periile sunt decalate în sens contrar sau în acelaşi sens cu câmpul învârtitor. Ţinând seama că U şi $-E_1$ sunt în fază, dacă neglijăm căderile de tensiune, rezultă că tensiunea U_2 este deasemenea decalaltă înainte cu unghiul $\beta = \pi - \alpha$ faţă de forţa electromotoare E_2 (fig. 76).

La motoarele alimentate prin rotor, dacă axa de simetrie a periilor aparţinând unei faze statorice este decalată în sensul mişcării rotorului cu unghiul $\pi - \alpha$ din poziţia de nul (poziţia în care forţele magnetomotoare statorice şi rotorice sunt de acelaşi sens), atunci pentru viteze subsincrone, când câmpul învârtitor are faţă de stator un sens de rotaţie opus sensului de decalare al periilor, tensiunea U_2 este decalaltă înaintea forţei electromotoare E_2 cu unghiul $\beta = \pi - \alpha$ (fig. 76), iar pentru viteze suprasincrone, când sensul de rotaţie al câmpului coincide cu sensul în care au fost decalate periile, tensiunea U_2 este decalată în urmă cu $\pi - \alpha$ faţă de E_2.

La motoarele cu perii decalabile este posibil ca pentru un acelaşi unghi α de decalaj al periilor, raportul k să devină negativ în următoarele cazuri.

— la motoarele cu prize în stator dacă se trece de pe prizele U_1, V_1, W_1 pe prizele U_2, V_2, W_2 situate pe partea cealaltă a punctului neutru (fig. 72).

— la motoarele alimentate prin rotor dacă, trecând una pe lângă alta, cele două perii ale unei aceleiaşi faze îşi schimbă reciproc poziţia pe colector.

In aceste cazuri, tensiunea U_2 schimbă de sens trecând prin zero, raportul k devine negativ, iar pe diagramă vectorul U_2 schimbă şi el de sens. In cazul motoarelor alimentate prin stator şi cu bobinaj auxiliar în stator, sau în cazul motoarelor alimentate prin rotor, curentul I_1 reprezintă curentul total absorbit de motor dela reţea şi factorul de putere al motorului este dat de unghiul de decalaj dintre vectorii U şi I_1. In cazul motoarelor alimentate prin stator fără bobinaj auxiliar în stator, curentul I_1 reprezintă numai curentul absorbit dela reţea prin stator; în acest caz, motorul are transformator intermediar sau regulator de inducţie şi curentul total absorbit de motor se determină aşa cum se arată mai jos. Forţa magnetomotoare statorică Θ_1 se compun cu forţa magnetomotoare rotorică Θ_2 rezultând Θ_0 în fază cu fluxul Φ. Curentul I_2', absorbit de rotor dela reţea prin regulatorul de inducţie sau transformator, dacă se neglijează curentul magnetizant al acestor aparate, va fi egal cu curentul I_2 înmulţit cu raportul de transformare al transformatorului sau al regulatorului şi dacă se neglijează căderile de tensiune se poate scrie:

$$I_2' = I_2 \frac{U_2}{U}.$$

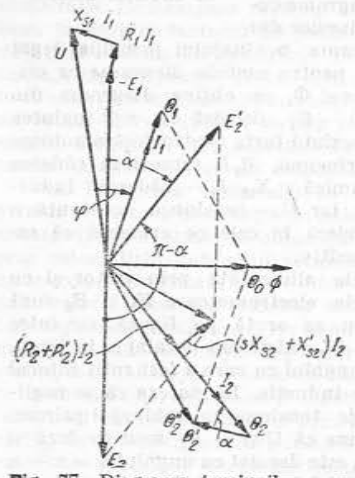


Fig. 77. Diagrama tensiunilor, a curenţilor şi a forţelor magnetomotoare ale motorului cu alimentare rotorică pentru o turaţie subsincronă.

Curentul I_2' are faţă de tensiunea primară U acelaşi decalaj pe care îl are pe diagramă curentul I_2 faţă de U_2. Curentul $\bar{I} = \bar{I}_1 + \bar{I}_2'$ reprezintă curentul absorbit de motor dela reţea, iar unghiul φ determină factorul de putere al motorului. La motoarele cu bobinaj auxiliar, contribuţia forţei magnetomotoare a acestui bobinaj asupra valorii forţei magnetomotoare rezultante poate fi neglijată dacă domeniul de reglaj al vitezei este mic. Deasemenea

se pot neglija căderile de tensiune în bobinajele auxiliare (care produc tensiunea reglabilă), precum şi căderea de tensiune la perii, în fază cu acest curent. In fig. 77 este reprezentată, ca exemplu, diagrama complectă a motorului cu alimentare prin rotor, în care U, $-E_1$, I_1, $R_1 I_1$ şi $X_{s1} I_1$ reprezintă tensiunea, forţa contraelectromotoare, curentul, căderea ohmică de tensiune şi căderea inductivă de scăpări a bobinajului primar legat la inele. $E_2 = sE_{20}$ reprezintă forţa electromotoare indusă în bobinajul secundar statoric.

Deasemenea

$$E_2' = \frac{1}{\sqrt{2}} f \frac{N_2'}{a_2'} \Phi \sin \frac{\gamma}{2} 10^{-8} \text{ [V]},$$

reprezintă forţa electromotoare indusă în bobinajul auxiliar rotoric şi care produce tensiunea reglabilă U_2; în această relaţie cu N_2', şi a_2' s'au notat numărul de conductori şi respectiv numărul de căi de curent în bobinajul auxiliar rotoric, iar cu γ s'a notat unghiul dintre periile unei aceleiaşi faze. R_2, R_2' reprezintă rezistenţele ohmice ale bobinajului secundar statoric şi auxiliar rotoric (incluziv rezistenţa de contact a periilor), iar X_{s2}, X_{s2}' — reactanţele lor de scăpări corespunzătoare frecvenţei reţelei. Căderile ohmice $(R_2 + R_2')\, I_2$ şi inductive $(sX_{s2} + X_{s2}')\, I$ echilibrează suma geometrică $\bar{E}_2 + \bar{E}_2'$. Ca şi la motorul serie, forţa magnetomotoare rotorică Θ_2' produsă de bobinajul cu colector este decalată cu unghiul $\pi - \alpha$ în urma forţei magnetomotoare statorică Θ_2 şi produc împreună forţa magnetomotoare secundară Θ_2'', care, compunându-se cu forţa magnetomotoare primară Θ_1, determină forţa magnetomotoare rezultantă Θ_0 în fază cu fluxul.

42. Reglajul vitezei[1]). Dat fiind că la motoarele cu colector, derivaţie, viteza de mers în sarcină este apropiată de aceea de mers în gol, în cele ce urmează vom studia posibilităţile de reglaj ale vitezei în cazul mai simplu, al mersului în gol. Concluziile la care se ajunge se pot aplica şi la mersul în sarcină dacă se ţine seama de scăderea de viteză provocată de căderile de tensiune datorite curentului de sarcină.

Din expresia puterii electrice primite de rotor,

$$P_2 = 3\, E_2\, I_2 \cos \varphi_2,$$

se deduce valoarea cuplului (incluziv cuplul corespunzător pierderilor mecanice şi în fierul rotorului)

$$M = \frac{60 P_2}{2\pi n} = \frac{60 P_2}{2\pi\, s n_s} = \frac{60 \cdot 3}{2\pi n_s} E_{20}\, I_2 \cos \varphi_2. \qquad (42.1)$$

Dat fiind că mersul în gol este caracterizat prin anularea cuplului util, expresia de mai sus arată că la mersul în gol ideal (adică atunci când pierderile sunt neglijabile) trebue ca, sau curentul secundar I_2 sau factorul de putere al circuitului secundar $\cos \varphi_2$ să fie nul.

Condiţia $I_2 = 0$ presupune că tensiunea aplicată U_2 şi forţa electromotoare E_2 sunt egale şi în opoziţie de fază, astfel încât condiţiile de mers în gol devin $kE_{20} = s_0 E_{20}$ şi $\alpha = 0$. Alunecarea de mers în gol s_0 are deci în acest caz valoarea $s_0 = k$. In consecinţă, cu unghiul de decalaj nul ($\alpha = 0$) motorul merge în gol cu o viteză determinată de raportul k, şi anume sincronă pentru $k = 0$, subsincronă pentru $k > 0$ . . . etc.

Dacă motorul este apoi încărcat, viteza lui scade puţin, alunecarea s creşte ($s > s_0$), se produce creşterea forţei electromotoare $E_2 = sE_{20}$ şi în circuitul secundar

[1]) Asupra principiilor generale de reglare a vitezei şi îmbunătăţire a factorului de putere la maşinile asincrone, prin introducerea unei forţe electromotoare în rotor, a se vedea Cap. VIII, §§ 2, 3 şi 4.

ia naştere un curent I_2 aproximativ în fază cu E_2; acest curent, străbătând conductorii rotorului, determină împreună cu câmpul învârtitor cuplul motor. Acest reglaj de viteză nu este obişnuit în practică, deoarece nu produce şi îmbunătăţirea factorului de putere iar caracteristica cuplului este nefavorabil (punctul 44).

Condiţia $\cos \varphi_2 = 0$, deci $\varphi_2 = \pm \frac{\pi}{2}$, poate fi studiată observând că din diagrama vectorială fig. 75 se deduc următoarele relaţii:

$$E_2 + U_2 \cos(\pi - \alpha) = R_2 I_2 \cos \varphi_2 + s X_{s2} I_2 \cos\left(\frac{\pi}{2} + \varphi_2\right) \qquad (42.2\ a)$$

$$U_2 \sin(\pi - \alpha) = R_2 I_2 \sin \varphi_2 + s X_{s2} I_2 \sin\left(\frac{\pi}{2} + \varphi_2\right) \qquad (42.2\ b)$$

În aceste relaţii, pentru un curent capacitiv faţă de E_2, $\varphi_2 > 0$, iar pentru un curent inductiv faţă de E_2, $\varphi_2 < 0$.

Deoarece pentru mersul în gol $\varphi_2 = \pm \frac{\pi}{2}$, relaţiile (42.2 a) şi (42. 2 b) devin:

$$E_2 - U_2 \cos \alpha = \pm s_0 X_{s2} I_2$$

$$U_2 \sin \alpha = \pm R_2 I_2 .$$

Notând [1] $s_M = \frac{R_2}{X_{s2}}$ şi ţinând seama de egalităţile $U_2 = kE_{20}$ şi $E_2 = s_0 E_{20}$, din relaţiile de mai sus se deduce expresia generală a alunecării de mers în gol sub un factor de putere nul în circuitul secundar:

$$s_0 = \frac{k s_M \cos \alpha}{s_M + k \sin \alpha}, \qquad (42.3)$$

în care atât α cât şi k pot lua valori pozitive sau negative. În diagrama din fig. 78 sunt reprezentate curbele de variaţia alunecării de mers în gol s_0, în funcţie de unghiul de decalaj α, pentru câteva valori ale raportului k. Se constată din aceste diagrame că viteza de mers în gol poate fi în general reglată, fie prin variaţia unghiului α, fie prin variaţia raportului k, fie simultan prin ambele variaţii. Pentru un raport k dat, variaţia vitezei în funcţie de decalajul α este mare dacă raportul k este deasemenea mare; variaţia de viteză este aproape insensibilă dacă raportul k este mic. Se constată deasemenea că, dacă alunecarea de mers în gol este mică (motorul merge aproape de sincronism), variaţia de viteză se obţine greu prin decalarea periilor, mijlocul eficace de variaţie a vitezei fiind în acest caz schimbarea valorii raportului k, cu excepţia cazului

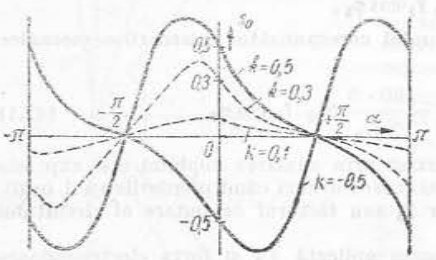


Fig. 78. Alunecarea de mers în gol s_0, în funcţie de decalajul α şi de valoarea raportului k.

[1]) Dacă periile motorului sunt scurtcircuitate, motorul se comportă ca un motor asincron; $s_M = R_2/X_{s2}$ reprezintă alunecarea critică de desprindere la care, ca şi la motorul asincron, motorul cu colector derivaţie produce cuplul maxim şi apoi trece în regim de funcţionare instabilă.

când unghiul α este apropiat de $\pm \pi/2$, în care caz, chiar variaţia raportului k are o influenţă mică asupra vitezei.

Din diagrama tensiunilor şi a curenţilor în circuitul secundar la mers în gol (fig. 79) se poate deduce că, dacă tensiunea U_2 este decalată în urmă faţă de E_2 atunci k şi α au acelaşi semn, iar curentul de mers în gol este decalat capacitiv faţă de forţa electromotoare E_2. Se poate arăta că, în acest caz, se produce în general îmbunătăţirea factorului de putere şi invers; dacă tensiunea U_2 este decalată înainte faţă de f.e m. E_2 deci dacă raportul k şi unghiul α au semne diferite, curentul I_2 este decalat inductiv faţă de E_2 şi se produce înrăutăţirea factorului de putere. Din acestă cauză, în practică se folosesc în general rapoarte k de acelaşi semn cu unghiul α, atât la mersul subsincron cât şi la cel suprasincron, şi se poate arăta că aceeaşi condiţie este necesară şi pentru obţinerea unei caracteristice favorabile pentru curba vitezei în funcţie de cuplu. Dacă se ţine seama şi de faptul că atât din diagrama fig. 78, cât şi din relaţia (42.3) rezultă că se realizează aceleaşi viteze de mers în gol dacă se trece dela un unghi de decalaj α la unghiul său suplimentar negativ $\alpha - \pi$, schimbând în acelaşi timp semnul raportului k, se deduce că se pot realiza toate vitezele necesare cu unghiuri de decalaj α cuprinse între $\frac{\pi}{2}$ şi $-\frac{\pi}{2}$, ceeace poate fi avantajos în multe cazuri. Pentru a realiza viteze subsincrone, trebue $k > 0$ iar $0 < \alpha < \frac{\pi}{2}$ iar pentru a realiza viteze suprasincrone trebue $k < 0$ iar $-\frac{\pi}{2} < \alpha < 0$. În acest mod, unghiul de decalaj maxim din poziţia de nul este egal numai cu $\pi/2$ în loc de π.

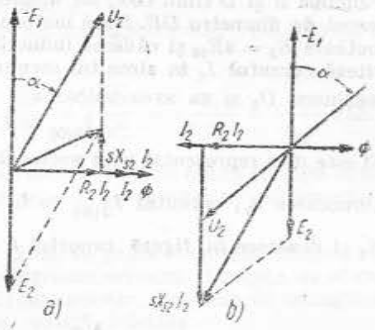


Fig. 79. Diagrama tensiunilor şi a curenţilor la mersul în gol subsincron: a) $\alpha > 0$, $k > 0$; b) $\alpha > 0$, $k < 0$.

43. Diagrama cercului. În fig. 80 s'a trasat din nou diagrama tensiunilor şi a curenţilor în circuitul secundar, pentru un unghi α de decalaj pozitiv şi un raport k deasemenea pozitiv. În această diagramă,

$$U_2 = kE_{20} = \overline{OA}$$

este tensiunea reglabilă, $E_2 = \overline{AB}$ este forţa electromotoare indusă în circuitul secundar, iar $\overline{OC}$ şi $\overline{CB}$ reprezintă căderile de tensiune.

În sens opus vectorului U_2 s'a luat un segment

$$\overline{OD} = k \frac{E_{20}}{R_2}$$

şi s'a trasat o paralelă prin D la AC, paralelă care taie dreapta OC în F. Triunghiurile ODF şi OAC sunt asemenea, deoarece au laturile paralele şi deci

$$\overline{FO} = \overline{OC} \cdot \frac{\overline{DO}}{\overline{OA}} = R_2 I_2 \cdot \frac{k \frac{E_{20}}{R_2}}{kE_{20}} = I_2 .$$

Segmentul $\overline{FO}$ reprezintă deci în mărime şi sens curentul secundar I_2. Perpendiculara în F pe DF taie vectorul flux Φ în E. Triunghiurile OFE şi BCA sunt asemenea, deoarece au laturile perpendiculare, şi deci

$$\overline{OE} = \overline{AB} \cdot \frac{\overline{FO}}{\overline{CB}} = sE_{20} \frac{I_2}{sX_{s2} I_2} = \frac{E_{20}}{X_{s2}} = \text{constant}.$$

Punctele E şi D fiind fixe, iar unghiul DFE fiind egal cu $\pi/2$, punctul F descrie cercul de diametru DE. Dacă motorul merge cu viteza de sincronism, forţa electromotoare $E_2 = sE_{20}$ şi căderea inductivă de tensiune $sX_{s2} I_2$ sunt nule; la această viteză curentul I_2 în circuitul secundar [notat cu $I_{2(0)}$] trebue să fie în fază cu tensiunea U_2 şi va avea valoarea

$$I_{2(0)} = U_2/R_2 = kE_{20}/R_2.$$

El este deci reprezentat prin vectorul $\overline{DO} = I_{2(0)}$. Pentru funcţionarea în gol cu alunecarea s_0, curentul $I_{2(s0)}$ va fi, după cum s'a văzut, decalat cu $\frac{\pi}{2}$ faţă de E_2 şi deoarece în figură raportul k şi unghiul α au fost aleşi pozitivi, decalajul

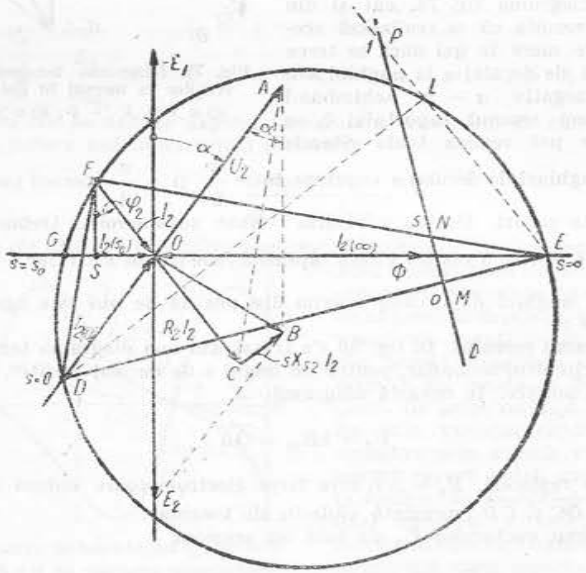


Fig. 80. Diagrama cercului pentru curentul secundar I_2 (diagramă simplificată).

va fi capacitiv; rezultă că în cazul de faţă curentul de mers în gol $I_{2(s_0)}$ este reprezentat prin vectorul $\overline{GO}$, G fiind al doilea punct de intersecţie între cerc şi dreapta OE.

Pentru cazul alunecării teoretice infinite rezultă

$$E_2 = sE_{20} = \infty,$$

deci şi forţa electromotoare rezultantă $OB = \infty$; deoarece curentul I_2 are o valoare finită la orice viteză, căderea ohmică de tensiune $R_2 I_2$ are deasemenea o valoare finită, iar căderea inductivă de tensiune $sX_{s2} I_2$ va fi infinită şi paralelă cu E_2, deci căderea ohmică este perpendiculară pe E_2 şi, în consecinţă, curentul $I_{2(\infty)}$ este reprezentat prin segmentul $\overline{EO}$. Punctele D, G, E reprezintă respectiv punctele de alunecare $s = 0$, $s = s_0$ şi $s = \infty$. Pentru alte valori ale raportului k şi pentru alte unghiuri α de decalaj se obţin familii de cercuri trecând toate prin punctul E, deoarece $\overline{OE} = E_{20}/X_{s2}$ este independent de k şi α.

Observând că din asemănarea perechilor de triunghiuri ODF, OAC şi OFE, BCA se pot scrie relaţiile

$$\frac{\overline{DF}}{\overline{AC}} = \frac{\overline{FO}}{\overline{OC}} \quad \text{şi} \quad \frac{\overline{FE}}{\overline{AC}} = \frac{\overline{FO}}{\overline{CB}} \quad \text{deci} \quad \frac{\overline{DF}}{\overline{FE}} = \frac{\overline{CB}}{\overline{OC}} = s\frac{X_{s2}}{R_2} = \frac{s}{s_M} \qquad (43.1)$$

se deduce că triunghiurile DFE şi BCO sunt asemenea. Relaţia (43.1) permite determinarea punctului L de funcţionare la pornire ($s = 1$) construind pe cerc punctul L pentru care $\overline{LD}/\overline{LE} = 1/s_M$.

Cunoscând punctele de alunecare 0, 1 şi ∞ se poate construi dreapta de alunecare şi determina viteza motorului pe diagrama cercului. Dreapta de alunecare este perpendiculara Δ pe diametrul DE; într'adevăr, perechile de triunghiuri PME, DLE şi MNE, DFE fiind asemenea, există relaţiile

$$\frac{MP}{ME} = \frac{DL}{LE} = \frac{X_{s2}}{R_2} \quad ; \quad \frac{MN}{ME} = \frac{DF}{FE} = s\frac{X_{s2}}{R_2} \quad \text{deci} \quad \frac{MN}{MP} = s.$$

Dacă segmentul MP este luat ca unitate de măsură, MN reprezintă la aceeaşi scară alunecarea s. Pentru puncte de funcţionare situate pe arcul GL, maşina funcţionează ca motor, deoarece viteza corespunzătoare acestor puncte este mai mică decât viteza de mers în gol, iar pentru puncte de funcţionare situate pe arcul GDE (cazul considerat în figură) maşina funcţionează ca generator, deoarece viteza corespunzătoare este mai mare decât viteza de mers în gol. Din expresia (42.1) a cuplului se deduce că cuplul este proporţional cu $I_2 \cos \varphi_2$ (componenta activă a curentului I_2) aşa încât segmentul $\overline{FS}$ (S fiind proecţia lui F pe GE) reprezintă la anumită scară cuplul motor sau rezistent. Dacă se neglijează rezistenţa ohmică R_1 a bobinajului primar, diagrama cercului permite determinarea curentului primar I_1. Ca şi la transformator, cum şi la motorul asincron obişnuit, există relaţia

$$\overline{U} = (R_1 + j X_1)\overline{I_1} + j\omega M \overline{I_2}$$

$$\therefore \quad \overline{I_1} \cong \frac{\overline{U}}{j X_1} - \frac{\omega M}{X_1}\overline{I_2} = \overline{I_{10}} - \frac{\omega M}{X_1}\overline{I_2}, \qquad (43.2)$$

unde X_1 este reactanţa totală a bobinajului primar, iar M este inductanţa mutuală între cele două bobinaje. In această relaţie $\overline{I_{10}} = \frac{\overline{U}}{j X_1}$ este curentul primar când circuitul secundar este deconectat ($I_2 = 0$), fiind în acelaşi timp şi curent magnetizant al maşinii, în fază cu fluxul Φ şi decalat cu $\frac{\pi}{2}$ în urma forţei contraelectromotoare $-E_1$. Din relaţia $\overline{I_{10}} = \overline{U}/jX_1$, rezultând că I_{10} este decalat în urmă cu

$\frac{\pi}{2}$ şi faţă de U, se deduce că $-\overline{E}_1$ şi $\overline{U}$ sunt în fază, ceeace concordă cu ipoteza făcută că $R_1 I_1 = 0$

Deasemenea, dacă circuitul secundar este deschis, atunci

$$\overline{E}_{20} = j\omega M \overline{I}_{10} \; ; \quad \overline{U} = (R_1 + jX_1)\overline{I}_{10} \approx jX_1 \overline{I}_{10}$$

şi se deduce că raportul $\omega M / X_1 = E_{20} / U = \tau$ reprezintă raportul dintre forţa electromotoare în circuitul secundar deschis şi tensiunea reţelei. Relaţia (43.2) devine

$$\frac{1}{\tau}\overline{I}_1 = \frac{1}{\tau}\overline{I}_{10} - \overline{I}_2 . \tag{43.3}$$

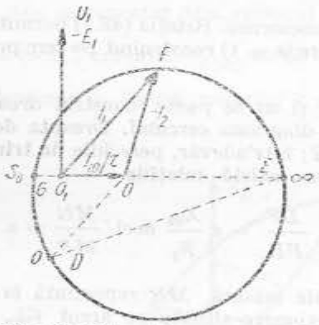


Fig. 81. Determinarea curentului primar pe diagrama cercului.

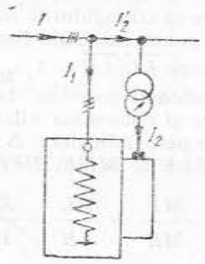


Fig. 82. Schema motorului alimentat prin stator şi rotorul legat la reţea.

În concluzie, dacă pe diagrama cercului (fig. 81) se ia vectorul $\overline{O_1 O} = \frac{1}{\tau}\overline{I}_{10}$ vectorul $\overline{O_1 F} = \overline{O_1 O} + \overline{OF} = \frac{1}{\tau}\overline{I}_{10} - \overline{I}_2$ reprezintă curentul primar, la o scară egală cu aceea la care este trasat curentul I_2, înmulţită cu τ.

Curentul determinat mai sus reprezintă curentul primar numai dacă bobinajul auxiliar care produce tensiunea reglabilă nu este legat cu bobinajul primar prin efect de inducţie, adică în cazul motoarelor alimentate prin stator, colectorul fiind legat direct la reţea (fig. 82). Dacă I_2' este curentul absorbit prin colector dela reţea, între acest curent şi curentul secundar există relaţia

$$\overline{I}_2' = \tau' e^{j\alpha} \overline{I}_2 ,$$

în care τ' este raportul de transformare al transformatorului sau al regulatorului de inducţie (vezi şi fig. 76). Curentul absorbit dela reţea (curentul de linie) este dat de relaţia

$$\overline{I} = \overline{I}_1 + \overline{I}_2 = \overline{I}_1 + \overline{I}_2 \tau' e^{j\alpha} . \tag{43.4}$$

La motoarele cu circuit auxiliar la care colectorul este legat la reţea prin efect de inducţie între bobinajul auxiliar şi bobinajul primar, însumarea din

relaţia (43.4) se face chiar în bobinajul primar, astfel încât curentul I de linie coincide cu curentul primar, iar I_1 este numai o componentă a curentului primar. Din relaţiile (43.3) şi (43.4) se deduce:

$$\overline{I} = \overline{I}_{10} - (\tau - \tau' e^{j\alpha})\overline{I}_2 ,$$

sau

$$\frac{1}{\overline{\eta}}\overline{I} = \frac{1}{\overline{\eta}}\overline{I}_{10} - \overline{I}_2 , \tag{43.5}$$

în care $\overline{\eta}$ este vectorul $\overline{\eta} = \tau - \tau' e^{j\alpha}$.

Determinarea vectorului $\overline{\eta} = \eta e^{j\gamma}$ (η şi γ fiind modulul şi argumentul vectorului $\overline{\eta}$) se face simplu în mod grafic ca în fig. 83. Evident, trebue să se ţină seama de semnele unghiurilor α şi γ. In fig. 83, α este pozitiv iar γ negativ. Construcţia vectorului $\frac{1}{\overline{\eta}}\overline{I}$ este arătată în fig. 84. Vectorul $\overline{O_2 O}$ având ca modul I_{10}/η şi ca argument unghiul $-\gamma$, determină origina valabilă pentru curentul I din reţea. El se citeşte la scara curentului I_2 înmulţită cu modulul η. Faza curentului reţelei faţă de tensiunea reţelei se determină rotind vectorul tensiune U, în punctul O_2, cu acelaşi unghi $-\gamma$. In diagrama din fig. 84 unghiul de fază se va măsura faţă de vectorul notat cu U'.

Fig. 83. Determinarea vectorului η din relaţia (43.5).

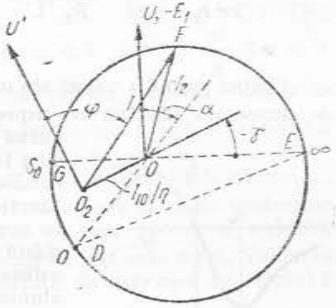


Fig. 84. Determinarea curentului în reţea pe diagrama cercului.

44. **Cuplul.** Dacă din relaţiile (42.2 a) şi (42.2 b) se deduce valoarea expresiei $I_2 \cos\varphi_2$ şi se ţine seama de relaţiile $E_2 = sE_{20}$, $U_2 = kE_{20}$ şi $s_M = R_2 / X_{s2}$, precum şi de relaţia (42.1), se deduce valoarea cuplului

$$M = \frac{3 \cdot 60}{2\pi n_s \cdot 9{,}81} \frac{E_{20}^2}{X_{s2}} \frac{s\,(s_M + k \sin\alpha) - k s_M \cos\alpha}{s_M^2 + s^2} \; [\text{kgf} \cdot \text{m}] \tag{44.1}$$

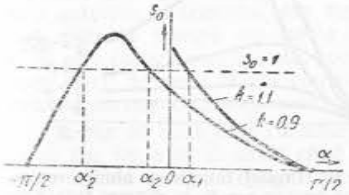


Fig. 85. Inversarea sensului de pornire.

Pentru $k = 0$, se obţine o expresie valabilă şi pentru motorul asincron. Ca şi la motorul asincron, pentru $s = \infty$, cuplul devine nul. Relaţia de mai sus arată că la pornire se poate produce şi un cuplu negativ, deci este posibilă inversarea sensului de rotaţie şi funcţionarea ca motor cu sens de rotaţie opus faţă de sensul câmpului învârtitor la motoarele alimentate prin stator, şi în acelaşi sens cu câmpul învârtitor la motoarele alimentate prin rotor. După cum rezultă din fig. 85, inversarea sensului de pornire poate avea loc atât în cazul decalajelor α pozitive,

cât şi în cazul decalajelor negative (raportul k fiind presupus pozitiv). Dacă unghiul α de decalaj este pozitiv, inversarea sensului de rotaţie are loc în cazul când $k > 1$ şi când unghiul α este mic ($\alpha < \alpha_1$). Dacă unghiul α este negativ, inversarea sensului de rotaţie se poate produce şi în cazul $k < 1$, dacă sunt îndeplinite anumite condiţii între k şi s_M iar $\alpha_2' < \alpha < \alpha_2$. Această particularitate nu are importanţă practică, deoarece cuplul ce se poate obţine în aceste condiţii, ar fi mic, iar comutaţia ar fi defectuoasă. Schimbarea sensului de rotaţie se face deaceea prin schimbarea sensului câmpului învârtitor ca şi la motorul asincron şi decalând periile în sens invers.

Dacă se notează cu $S = s - s_0$ alunecarea relativă a motorului cu colector, adică diferenţa dintre alunecarea de mers în sarcină şi cea de mers în gol, expresia cuplului se poate pune sub forma

$$M = \frac{3 \cdot 60}{2\pi n_s \cdot 9{,}81} \cdot \frac{E_{20}^2}{R_2} \left[1 + \frac{s_0 \operatorname{tg} \alpha}{s_M - s_0 \operatorname{tg} \alpha} \right] \frac{S}{1 + \left(\frac{S + s_0}{s_M} \right)^2} [\text{kgf} \cdot \text{m}] \qquad (44.2)$$

Pentru anumite valori ale mărimilor α, s_0, s_M şi k, curba cuplului în funcţie de alunecarea relativă are aspectul din fig. 86, iar pentru $s_0 = 0$, ea reprezintă curba cuplului la motorul asincron. Pentru $S > 0$, maşina funcţionează ca motor, iar pentru $S < 0$, când rotorul are o viteză mai mare ca cea de mers în gol, funcţionează ca generator. Funcţionarea ca generator în scopul frânării se poate realiza la orice turaţie, reglând viteza de mers în gol la o valoare mai mică decât viteza motorului. Din expresia $\partial M / \partial S = 0$ se găseşte alunecarea relativă la care se produce cuplul maxim (cuplul de desprindere), şi anume

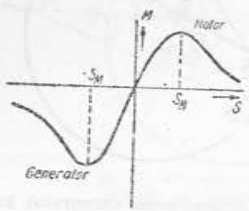


Fig. 86. Cuplul motorului cu colector derivaţie funcţie de alunecare relativă.

$$S_M = \pm \sqrt{s_M^2 + s_0^2}.$$

Cunoscând această alunecare, se poate deduce valoarea cuplului de desprindere. Rezultă că, în funcţionarea ca motor, S_M este în valoare absolută mai mare ca alunecarea de mers în gol s_0. Datorită acestui fapt alunecare $s = S_M + s_0$, la care are loc desprinderea, este totdeauna pozitivă, deci desprinderea se face la turaţii subsincrone chiar dacă viteza de mers în gol este suprasincronă. In acelaşi timp se deduce că, cu cât este mai mare viteza suprasincronă de mers în gol, cu atât este mai mare căderea de viteză dela mersul în gol la mersul în sarcină.

In cazul când decalajul $\alpha = 0$, curba cuplului în funcţie de alunecarea relativă pentru diverse alunecări de mers în gol s_0, obţinute prin variaţia raportului k, are aspectul din fig. 87. Pentru alunecări de mers în gol pozitive mari (adică viteze mici de mers în gol) valoarea cuplului maxim este mică, şi anume cu atât mai mică, cu cât este mai mică viteza respectivă de mers în gol; din această cauză, mersul cu viteză mică nu se poate realiza decât

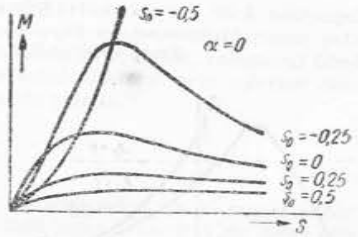


Fig. 87. Cuplul funcţie de alunecarea relativă pentru $\alpha = 0$, la diverse turaţii de mers în gol.

pentru cupluri mici. Deasemenea, deoarece în cazul alunecărilor mari de mers în gol alunecarea critică de desprindere este şi ea mare, rezultă că scăderea de viteză în sarcină este deasemenea mare. Pentru alunecări de mers în gol suprasincrone, cuplul maxim creşte mult, însă scăderea de viteză în sarcină este tot mare. Se deduce deci că nu se pot obţine caracteristice favorabile de funcţionare pentru $\alpha = 0$.

In cazul când decalajul $\alpha \neq 0$, forma curbei cuplului se îmbunătăţeşte, deobicei în practică prin variaţia simultană a raportului k şi a unghiului α. In cele ce urmează se va presupune că alunecarea de mers în gol s_0 este dată. Pentru ca cuplul de desprindere să fie cât mai mare, este necesar ca expresia din paranteza mare a egalităţii (44.2) să fie pe cât posibil mai mare, deoarece expresia care urmează după paranteza mare depinde numai de s_0 şi s_M. Deoarece această expresie este egală cu $s_M/(s_M - s_0 \operatorname{tg} \alpha)$, se deduce că este necesar ca expresia $s_0 \operatorname{tg} \alpha$ să fie pozitivă. Pentru viteze subsincrone ($s_0 > 0$), trebue ca $\operatorname{tg} \alpha > 0$, deci $0 < \alpha < \frac{\pi}{2}$; pentru viteze suprasincrone ($s_0 < 0$), trebue ca $\operatorname{tg} \alpha < 0$, deci $-\frac{\pi}{2} < \alpha < 0$. Aceste condiţii şi necesitatea obţinerii unui factor de putere bun au condus la folosirea decalării periilor între $-\frac{\pi}{2}$ şi $\frac{\pi}{2}$ cu schimbarea simultană a semnului raportului k. Cuplul de desprindere creşte însă mult când $s_0 \operatorname{tg} \alpha$ tinde către s_M, iar în cazul limită cuplul atinge teoretic orice valoare; deoarece în urma ipotezelor făcute rezultă că $s_0 \operatorname{tg} \alpha$ este totdeauna mai mic ca s_M, pentru o anumită valoare a vitezei de mers în gol este favorabil un unghi α cât mai mare. Valoarea maximă pe care o poate lua unghiul α este însă limitată de mărimea raportului k şi de valoarea impusă a alunecării de mers în gol s_0. Se obţine o caracteristică favorabilă a curbei cuplului când raportul k este ales cât mai mare, deoarece la un raport k mare fig. 78 arată că o anumită alunecare de mers în gol este atinsă la unghiuri de decalaj α mari, deci diferenţa $s_M - s_0 \operatorname{tg} \alpha$ va fi minimă. Pentru un domeniu de reglaj 1 : 3 raportul k are în general valoarea 0,5, iar în cazuri excepţionale, chiar valoarea 1. Curbele vitezei în funcţie de cuplu au aspectul din fig. 88, conform celor arătate anterior. Diagrama din fig. 88 a fost ridicată pentru un motor cu alimentare rotorică: în cazul de faţă, precum şi în alte cazuri analoge, la sporirea căderilor de viteză în sarcină pentru alunecări mari de mers în gol contribue şi creşterea rezistenţei bobinajului secundar (în comparaţie cu funcţionarea în regim asincron).

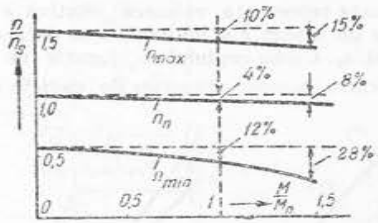


Fig. 88. Turaţia funcţie de cuplu pentru diferite turaţii de mers în gol.

In fig. 89 sunt date caracteristicele factorului de putere pentru aceleaşi viteze ca în fig. 88, atât în cazul când tensiunea suplimentară în circuitul secundar serveşte numai pentru reglajul vitezei fără a influenţa factorul de putere (curbele a, b, c), cât şi în cazul când poziţia periilor corespunde vitezei minime de mers în gol cu factor de putere 1 (curba d). Curbele a, b, c au un caracter teoretic, deoarece dispozitivul de decalare a periilor este astfel construit, încât simultan cu reglarea vitezei se face şi îmbunătăţirea factorului de putere.

In fig. 90 sunt date curbele de randament în funcţie de cuplu. Randamentul optim se obţine pentru funcţionarea cu viteza maximă, iar randamentul minim pentru funcţionarea cu viteza minimă, deşi în primul caz pierderile mecanice şi cele din cuprul bobinajului primar sporesc.

Pentru $s = 1$, deci $S = 1 - s_0$, formula (44.2) dă expresia cuplului de pornire M_p, iar pentru $s_0 = 0$ şi $S = s_M$, ea dă valoarea cuplului de desprindere M_{SM} când turaţia de mers în gol este egală cu turaţia sincronă. Raportul

$$m_p = \frac{M_p}{M_{SM}} = \left[1 + \frac{s_0 \operatorname{tg}\alpha}{s_M - s_0 \operatorname{tg}\alpha}\right] \frac{2(1 - s_0)\, s_M}{1 + s_M^2}$$

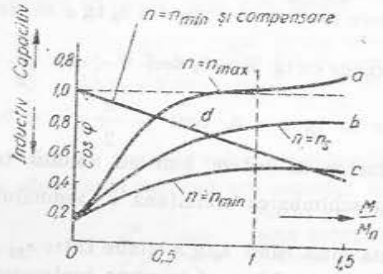


Fig. 89. Factorul de putere funcţie de cuplu, pentru motorul cu alimentare rotorică.

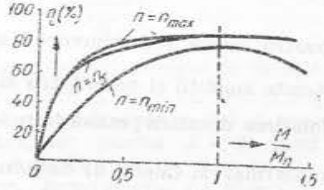


Fig. 90. Randamentul funcţie de cuplu pentru motorul cu alimentare rotorică.

poate reprezenta valoarea relativă a cuplului de pornire când pornirea se face cu un raport k şi un unghi α de decalaj cărora le corespunde alunecarea de mers în gol s_0. Curba cuplului m_p funcţie de alunecarea s_0 este arătată în fig. 91 *a*. Pentru aceeaşi alunecare de mers în gol, cuplul de pornire este cu atât mai mare cu cât este mai mare raportul k, şi scade pentru acelaşi raport k când alunecarea de mers în gol creşte.

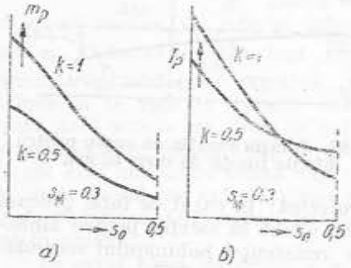


Fig. 91. Cuplul de pornire şi curentul de pornire funcţie de alunecarea de mers în gol pentru diferite valori ale raportului k.

Dacă în relaţiile (42.2 a) şi (42.2 b) se introduce $s = 1$, apoi se ridică ambele ecuaţii la pătrat şi se însumează, se obţine valoarea curentului I_2 pentru $s = 1$, deci valoarea curentului secundar de pornire I_p

$$I_p = \frac{E_{20}}{X_{s2}} \sqrt{\frac{1 - 2k\cos\alpha + k^2}{1 + s_M^2}}$$

a cărui variaţie în funcţie de alunecarea s_0 este dată în fig. 91 *b*. Pentru a se obţine un curent mic de pornire, se constată că în domeniul alunecărilor de mers în gol depăşind o anumită valoare, este favorabil a se alege o valoare cât mai mare pentru raportul k şi pornirea să se facă cu periile într'o poziţie la care corespunde o alunecare de mers în gol mare, deci mers în gol subsincron.

Pornirea unui motor derivaţie se face până la anumite puteri fără rezistenţe de pornire dacă domeniul de reglaj este mare, adică dacă se poate realiza la perii un decalaj mare corespunzător unei viteze subsincrone; în acest caz, motorul este reglat pentru turaţia minimă de mers în gol şi apoi cuplat la reţea. Pentru un motor cu un domeniu de reglaj de 1:3 şi o poziţie favorabilă a periilor sau a regulatorului, cuplul de pornire este egal cu 2—3 ori cuplul nominal (deci mai mare decât la motorul asincron obişnuit), iar curentul de pornire este egal cu de 1,6—2,5 ori curentul nominal. Dacă domeniul de reglaj creşte, se pot obţine curenţi de pornire şi mai mici. Pentru motoare de putere mare, sau motoare cu domeniu mic de reglaj, este necesar ca în circuitul secundar să fie înserate rezistenţe suplimentare, fără însă a suprima legătura acestui circuit cu bobinajul auxiliar sau cu cel al regulatorului de inducţie. In fig. 92 este arătat un asemenea montaj în cazul unui motor cu alimentare prin rotor: după pornire, rezistenţele de pornire sunt scurtcircuitate în mod automat. Rezistenţele de pornire pot fi folosite şi în alte cazuri, de exemplu dacă este necesară o pornire lină.

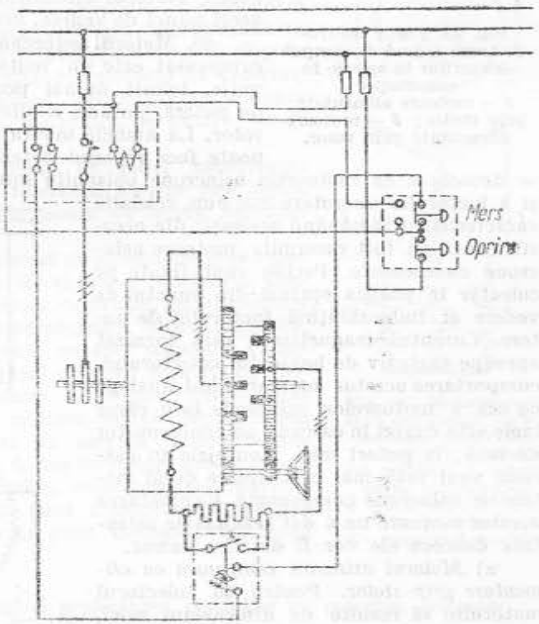


Fig. 92. Motor cu alimentare prin rotor şi rezistenţe de pornire.

45. **Comutaţia.** Ca la toate maşinile cu colector, în spirele scurtcircuitate de perii se induce prin comutarea spirelor dintr'o cale de curent în altă cale de curent, tensiunea de inversare a curentului şi, în afară de aceasta, o forţă electromotoare produsă de câmpul învârtitor, a cărei mărime depinde de viteza relativă dintre rotor şi câmpul învârtitor.

Din punctul de vedere al comutaţiei, motoarele alimentate prin stator au o comportare diferită de cea a motoarelor alimentate prin rotor. In primul rând, tensiunea de inversare a curentului este mai mare la motoarele alimentate prin stator decât la motoarele alimentate prin rotor, deoarece bobinajul colectorului la primele motoare este un bobinaj principal, în timp ce la ultimele este un bobinaj auxiliar. Intr'adevăr, tensiunea de inversare a curentului este proporţională cu densitatea liniară de curent a bobinajului legat la colector, însă în timp ce la motorul alimentat prin stator densitatea liniară de curent a bobinajului colectorului este densitatea liniară de curent a întregului curent secundar, la motorul alimentat prin rotor, mărimea densităţii liniare de curent a bobinajului colectorului depinde de domeniul de reglaj al motorului şi este cu atât mai mică, cu cât domeniul de reglaj este mai mic; la motoare cu reglajul vitezei în raportul 1:3, raportul densităţilor liniare de curent a bobinajului colectorului şi deci a tensiunilor de inversare a curentului,

pentru cele două categorii de motoare, este aproximativ egal cu 1 : 2. In al doilea rând, forţa electromotoare indusă de câmpul învârtitor variază proporţional cu alunecarea la motoarele alimentate prin stator (la sincronism este nulă), în timp ce la motoarele alimentate prin rotor ea este constantă (fig. 93), deoarece în acelaşi mod variază şi viteza relativă între câmpul învârtitor şi rotor. Deoarece la motorul alimentat prin rotor se admite la pornire o forţă electromotoare indusă de câmpul învârtitor cu mult mai mică decât la motorul alimentat prin stator, se deduce că motorul alimentat prin rotor porneşte în condiţii mai bune de comutaţie, însă la viteze apropiate de sincronism comutaţia este mai bună la motorul alimentat prin stator. Din această cauză, motorul alimentat prin rotor este avantajos din acest punct de vedere, mai ales când pornirile sunt dese.

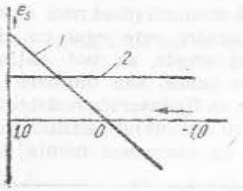


Fig. 93. Forţa electromotoare indusă de câmpul învârtitor în spirele în comutaţie:
1 — motoare alimentate prin stator; *2* — motoare alimentate prin rotor.

46. **Motorul asincron compensat.** Motorul asincron compensat este un motor cu colector, trifazat, derivaţie, folosit numai pentru îmbunătăţirea factorului de putere, putând fi alimentat fie prin stator, fie prin rotor. La ambele montaje periile sunt fixe, deci nu se poate face reglajul vitezei, aşa încât aceste motoare se deosebesc de motoarele asincrone obişnuite numai prin prezenţa colectorului şi a factorului de putere mai bun, celelalte caracteristice rămânând aceleaşi; din această cauză au fost denumite motoare asincrone compensate. Periile sunt fixate pe colector în poziţia optimă din punctul de vedere al îmbunătăţirii factorului de putere. Curentul magnetizant este furnizat aproape exclusiv de bobinajul colectorului, comportarea acestor motoare fiind analogă cu cea a motoarelor asincrone la a căror inele este cuplat în cascadă un compensator de fază; la puteri mici, montajele în cascadă sunt însă mai costisitoare decât motoarele asincrone compensate. Exploatarea acestor motoare nu a dat rezultatele aşteptate deaceea ele vor fi descrise sumar.

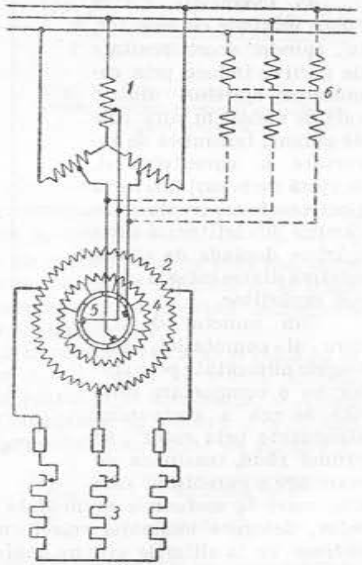


Fig. 94. Motorul asincron compensat cu alimentare prin stator:
1 — bobinaj statoric; *2* — bobinaj principal rotoric; *3* — reostat de pornire; *4* — bobinaj auxiliar rotoric; *5* — colector; *6* — transformator auxiliar.

α) *Motorul asincron compensat cu alimentare prin stator.* Pentru ca colectorul motorului să rezulte de dimensiuni mici, rotorul poate avea şi în acest caz două bobinaje separate (fig. 94); *1* este bobinajul statoric, *2* este bobinajul principal rotoric, executat fie ca bobinaj cu inele şi reostat de pornire şi reglaj *3*, fie în colivie, iar *4* este bobinajul auxiliar (de excitaţie) al rotorului, cu colector şi perii. Alimentarea colectorului se face, fie prin prizele bobinajului statoric, fie direct dela reţea prin transformatorul *6* având raport de transformare constant, fie printr'un bobinaj auxiliar al statorului. Câmpul învârtitor induce forţe electromotoare în amândouă bobinajele rotorice. Bobinajul *2* se comportă ca un bobinaj obişnuit de motor asincron şi împreună cu câmpul

învârtitor produce cuplul motor. Datorită tensiunii aplicate bobinajului *4* prin intermediul colectorului, curentul din acest bobinaj va avea, cel puţin la o anumită sarcină şi pentru o anumită poziţie a periilor, un decalaj de $\pi/2$ înaintea curentului din bobinajul *2*. Datorită acestui fapt, câmpul rotoric suplimentar al bobinajului *4*, decalat cu $\pi/2$ înaintea câmpului produs de bobinajul *2*, este aproximativ în fază cu câmpul rezultant produs de bobinajele *1* şi *2*, astfel încât statorul este descărcat de curent magnetizant îmbunătăţindu-se factorul de putere. Motorul se deosebeşte de motorul cu colector, derivaţie, obişnuit prin aceea că colectorul este parcurs numai de curentul magnetizant în timp ce curentul principal de producere a cuplului circulă într'un bobinaj separat. Pentru a se evita producerea scânteilor la colector, în momentul pornirii este util să se desfacă legătura colectorului cu reţeaua. Bobinajele *2* şi *4* pot fi contopite în unul singur; motorul este în acest caz identic cu motorul cu colector, derivaţie, la care însă tensiunea aplicată prin colector produce numai îmbunătăţirea factorului de putere, nu şi reglajul de viteză.

Prin contopirea celor două bobinaje, construcţia motorului se simplifică, însă colectorul devine mai mare, deoarece periile sunt parcurse acum de întreg curentul rotoric.

β) *Motorul asincron compensat cu alimentare prin rotor.* Construcţia sa corespunde fig. 95 şi este o construcţie simplificată a motorului cu colector, derivaţie, cu alimentare prin rotor. Din cauză că nu este necesară viteza reglabilă, nici tensiunea obţinută la perii nu este reglabilă. Colectorul poate avea un simplu rând de perii decalate cu 120° şi nu are dispozitiv de decalare a periilor. Periile sunt astfel aşezate, încât în gol motorul merge suprasincron cu o mică alunecare şi numai în sarcină viteza devine subsincronă, obţinându-se un factor de putere care depinde mai puţin de sarcină. La pornire, colectorul este parcurs de întreg curentul secundar dacă conductorii care fac legătura statorului cu periile nu sunt deslegaţi dela perii şi legaţi în scurtcircuit.

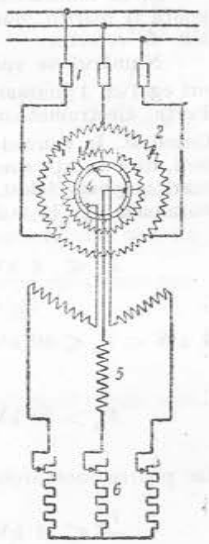


Fig. 95. Motorul asincron compensat cu alimentare prin rotor:
1 — inele; *2* — bobinajul inelelor; *3* — bobinajul colectorului; *4* — colector; *5* — bobinaj statoric; *6* — reostat de pornire.

d) Indicaţii pentru calculul şi proiectarea maşinilor cu colector, trifazate

47. **Forţa electromotoare statică în secţiunea scurtcircuitată.** Forţa electromotoare statică maximă (la pornire), în secţiunea scurtcircuitată de perii între două lamele de colector, are valoarea

$$e_s = \pi \sqrt{2}\, f w'_s \frac{p}{a_2} \Phi\, 10^{-8} \text{ [V]}, \tag{47.1}$$

în care w'_s este numărul de spire în serie într'o bobină (element de bobinaj), $2a_2$ este numărul de căi de curent, $\frac{p}{a_2}$ este numărul de bobine în serie între două lamele vecine, astfel încât $w'_s \frac{p}{a_2}$ reprezintă numărul total de spire în serie scurtcircuitate între două lamele vecine ale colectorului.

Pentru motoarele serie şi pentru motoarele derivaţie cu alimentare prin stator se admite la pornire $e_s = 4 \ldots 5$ V, iar pentru motoarele derivaţie cu alimentare prin rotor, la care forţa electromotoare statică se menţine constantă, se admite $e_s \leqslant 2{,}5$ V.

Şi la motoarele trifazate limita admisă pentru forţa electromotoare statică poate fi mărită, dacă se introduc rezistenţe suplimentare între bobinaj şi lamelele de colector.

Numărul de spire w_s' pe bobină trebue ales cât mai mic, de cele mai multe ori egal cu 1; numai la maşini de putere foarte mică el poate fi ales mai mare ca 1. Forţa electromotoare statică e_s, impune prin relaţia (47.1), o limită pentru fluxul Φ. In consecinţă la puteri mari ar rezulta o maşină cu un număr mare de poli, deci turaţii sincrone mici; pentru a putea adopta pentru fluxul Φ valori mai mari se poate folosi un bobinaj multiplu buclat, cu $a_2 > p$. In funcţie de puterea nominală P_n, la motoarele serie se alege în mod obişnuit:

$P_n \leqslant 8$ kW $\quad \frac{a_2}{p} = \frac{1}{p}$, bobinaj ondulat

8 kW $< P_n \leqslant 80$ kW $\quad \frac{a_2}{p} = 1$, bobinaj buclat, simplu

$P_n > 80$ kW $\quad \frac{a_2}{p} = 2$, bobinaj buclat, dublu

iar pentru motoarele derivaţie cu alimentare prin rotor:

$\frac{P_n}{p} \leqslant 1$ kW $\quad \frac{a_2}{p} = \frac{1}{p}$, bobinaj ondulat

1 kW $< \frac{P_n}{p} < 2$ kW $\quad \frac{a_2}{p} = \frac{2}{p}$, bobinaj ondulat, dublu (serie paralel)

2 kW $< \frac{P_n}{p} \leqslant 8$ kW $\quad \frac{a_2}{p} = 1$, bobinaj buclat simplu

$\frac{P_n}{p} > 8$ kW $\quad \frac{a_2}{p} = 2$, bobinaj buclat, dublu

48. Tensiunea de inversare a curentului. Notând cu I_2 curentul total la periile colectorului, curentul într'o cale de curent I_a are valoarea:

la motoarele cu şase perii $\quad I_a = \frac{I_2}{a_2}$, (48.1 a)

la motoarele cu trei perii $\quad I_a = \frac{I_2}{\sqrt{3}\, a_2}$, (48.1 b)

iar densitatea liniară de curent în rotor are valoarea

$$A = \frac{I_a N_2}{\pi D}, \tag{48.2}$$

în care N_2 este numărul total de conductori rotorici, iar D — diametrul rotorului. Ţinând seama de relaţiile (28.1), (28.2 a) şi (28.2 b), şi neglijând permeanţa Λ'' a fluxului de scăpări, se deduce expresia valorii eficace a tensiunii de inversare a curentului:

pentru motoare cu şase perii

$$e_x = 2 w_s' v_r l_i \, A \Lambda \, 10^{-8} \text{ [V]}, \tag{48.3 a}$$

iar pentru motoarele cu trei perii

$$e_x = \sqrt{3}\, w_s' v_r l_i \, A \Lambda \, 10^{-8} \text{ [V]}, \tag{48.3 b}$$

notaţiile fiind cele arătate la formula (7.2).

La toate aceste motoare se poate considera $\Lambda \approx 5$. Tensiunea de inversare a curentului rezultă în general mai mică decât forţa electromotoare statică. La motoarele cu şase perii, comutaţia poate fi încă îmbunătăţită prin executarea unui bobinaj cu pas scurtat.

49. Forţa electromotoare indusă la perii. Pentru valoarea forţei electromotoare induse la perii, în momentul pornirii, este valabilă relaţia (25.1):

$$E_p = \pi \sqrt{2}\, f w_2 \xi_2 \Phi \, 10^{-8} \text{ [V]}.$$

Pentru motoarele cu şase perii şi bobinaj cu pas diametral, dacă periile sunt decalate cu unghiul π, atunci

$$\xi_2 = \frac{2}{\pi} \quad \text{şi} \quad w_2 = \frac{N_2}{2 \cdot 2 a_2},$$

aşa încât

$$E_{6p} = \sqrt{2}\, f \frac{N_2}{2 a_2} \Phi \, 10^{-8} \text{ [V]}. \tag{49.1 a}$$

La motoarele cu trei perii, există relaţiile

$$\xi_2 = \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot \frac{3}{\pi} \qquad w_2 = \frac{N_2}{2 \cdot 3 a_2},$$

aşa dar

$$E_{3p} = \frac{\sqrt{3}}{\sqrt{2}} f \frac{N_2}{2 a_2} \Phi \, 10^{-8} \text{ [V]}. \tag{49.1 b}$$

Deoarece $\frac{N_2}{2} \cdot \frac{1}{w_s'} = k =$ numărul lamelelor de colector, din relaţiile (47.1), (49.1 a) şi (49.1 b) se obţine:

$$E_{6p} = \frac{1}{\pi} e_s \frac{k}{p} \text{ [V]} \tag{49.2 a}$$

$$E_{3p} = \frac{\sqrt{3}}{2\pi} e_s \frac{k}{p} \text{ [V]}. \tag{49.2 b}$$

Din relaţiile (49.2 a) şi (49.2 b) se deduce că pentru o anumită forţă electromotoare statică, pentru a putea realiza o tensiune mare la periile colectorului, numărul de lamele de colector pe perechea de poli trebue să fie cât mai mare. Deoarece în mod normal forţa electromotoare la perii poate atinge valori maxime de aproximativ 100 V, se deduce că în reţelele obişnuite de 220, 380 şi 500 V, legarea directă la reţea a motoarelor cu colector trifazate nu este posibilă.

50. **Forţa electromotoare indusă în bobinajul primar** (bobinajul statoric la motoarele serie şi derivaţie cu alimentare prin stator şi bobinajul legat la inele la motoarele derivaţie cu alimentare prin rotor).

Pentru calcul este valabilă formula folosită la motoarele asincrone

$$E_1 = \pi \sqrt{2}\, f\, w_1\, \xi_1\, \Phi\, 10^{-8} \quad [\mathrm{V}]. \tag{50.1 a}$$

Factorul de bobinaj $\xi_1 = \xi_r \xi_s$ (ξ_r = factor de repartizare, ξ_s = factor de pas scurtat) are valoarea $\xi_1 \approx \frac{3}{\pi} \xi_s$, iar numărul de spire în serie ale bobinajului primar este dat de $w_1 = \frac{N_1}{2 \cdot 3 a_1}$, astfel încât

$$E_1 = \frac{1}{\sqrt{2}} f \frac{N_1}{a_1} \xi_s\, \Phi\, 10^{-8} \quad [\mathrm{V}], \tag{50.1 b}$$

în care N_1 este numărul total de conductori ai bobinajului, iar a_1 — numărul de căi de curent în paralel.

51. **Raportul de transformare al tensiunilor.** La pornire $E_2 = k E_1$, deci $k = \frac{E_2}{E_1}$, iar dacă există şi transformator intermediar cu raportul de transformare w_{1t}/w_{2t}, atunci

$$k = \frac{E_2}{E_1} \frac{w_{1t}}{w_{2t}};$$

la motoarele cu şase perii $k_{6p} = \frac{N_2}{N_1} \cdot \frac{a_1}{a_2} \cdot \frac{1}{\xi_s} \cdot \frac{w_{1t}}{w_{2t}}$, (51.1 a)

la motoarele cu trei perii $k_{3p} = \frac{N_2}{N_1} \cdot \frac{a_1}{2a_2} \cdot \frac{1}{\xi_s} \cdot \frac{w_{1t}}{w_{2t}}$. (51.1 b)

La motoarele derivaţie cu un reglaj al vitezei în raportul 1 : 3, se poate lua de exemplu $k = 0{,}5$, iar la motoarele serie $k = 1{,}05 \ldots 1{,}2$.

52. **Diametrul rotorului şi puterea pe perechea de poli.** Puterea motorului este dată de relaţia

$$P = m E_2 I_a\, a_2\, \eta \cos \varphi,$$

unde m este numărul de faze ale rotorului. Inlocuind valoarea I_a cu cea dedusă din relaţia (48.2) şi notând prin k numărul lamelelor de colector

$$I_a = \frac{A \pi D}{N_2} = \frac{A \pi D}{2 k w_s'}.$$

Folosind pentru E_2 formulele (49.2 a) şi (49.2 b) se obţine:

la motoarele cu trei perii $P = \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot \frac{3}{2} e_s A D \frac{a_2}{p} \frac{1}{w_s'} \eta \cos \varphi$ (52.1 a)

la motoarele cu şase perii $P = \frac{3}{2} e_s A D \frac{a_2}{p} \frac{1}{w_s'} \eta \cos \varphi$. (52.1 b)

In concluzie, diametrul rotorului este dat de relaţiile de mai jos:

la motoarele cu trei perii $D = \frac{2}{\sqrt{3}} \cdot \frac{2}{3} \cdot \frac{P}{\eta \cos \varphi} \frac{1}{e_s A} \frac{p}{a_2} w_s'$ (52.2 a)

la motoarele cu şase perii $D = \frac{2}{3} \cdot \frac{P}{\eta \cos \varphi} \cdot \frac{1}{e_s A} \cdot \frac{p}{a_2} w_s'$. (52.2 b)

In mod aproximativ, se poate admite că în aceste relaţii η şi $\cos \varphi$ reprezintă randamentul şi factorul de putere al motorului.

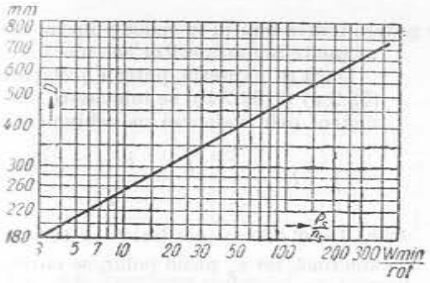


Fig. 96. Diametrul rotorului motorului cu colector, serie, funcţie de raportul P_s / n_s.

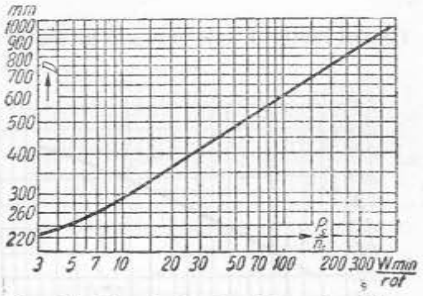


Fig. 97. Diametrul rotorului motorului cu colector, derivaţie, alimentat prin rotor, funcţie de raportul P_s / n_s.

Din aceste relaţii rezultă că diametrul este proporţional cu puterea motorului. In opoziţie cu celelalte maşini de curent alternativ (maşină sincronă şi asincronă), la care în alegerea diametrului rotorului precum şi în alegerea lungimii sale este oarecare libertate, la maşinile cu colector această libertate nu există. Diametrul are o valoare fixată prin relaţiile (52.2 a) şi (52.2 b) şi nu poate fi schimbat decât dacă se foloseşte un bobinaj multiplu buclat ($a_2 > p$). Dacă se consideră că cuplul maxim cerut motorului la diverse viteze este aproximativ constant, puterea ce se poate obţine este proporţională cu turaţia; în calcul se va lua ca bază puterea cerută la sincronism $P = P_s$ sau puterea maximă cerută la viteze suprasincrone. Numai dacă cuplul de durată cerut la turaţia minimă a domeniului de reglaj este de c ori mai mare decât cuplul corespunzător puterii P_s la turaţia sincronă, motorul trebue proiectat pentru puterea cP_s.

Pentru cazurile în care $a_2 = p$, în alegerea diametrului rotorului pot fi utilizate curbele din fig. 96 şi 97, care dau valoarea diametrului în funcţie de cuplu la sincronism exprimat prin raportul $\frac{P_s}{n_s} \left(\frac{\mathrm{W} \cdot \mathrm{min}}{\mathrm{rot}} \right)$ unde P_s este puterea nominală la turaţia sincronă, iar n_s — turaţia sincronă, pentru frecvenţa 50 Hz.

Deasemenea în calcul se vor putea utiliza curbele de randament şi de factor de putere din fig. 98, 99, 100, valabile pentru motoare de construcţie normală.

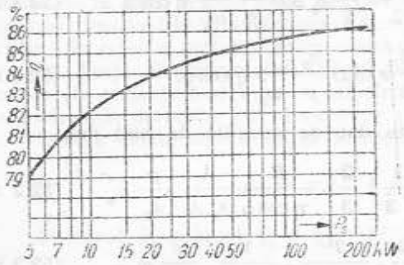


Fig. 98. Randamentul motorului cu colector serie, funcţie de puterea nominală P_s la turaţia sincronă.

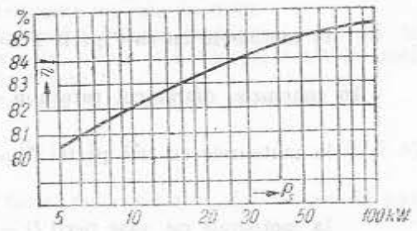


Fig. 99. Randamentul motorului cu colector, derivaţie, alimentat prin rotor, funcţie de puterea nominală P_s la turaţia sincronă.

Pentru motorul serie care are un factor de putere foarte bun (a se vedea punctul 32) se poate lua acoperitor $\cos\varphi = 0{,}97$.

Dacă în expresia puterii [relaţiile (52.2 a) şi (52.2 b)] se înlocueşte diametrul prin valoarea sa echivalentă

$$D = \frac{2p\,\tau_p}{\pi} = \frac{p v_{rs}}{\pi f},$$

v_{rs} fiind viteza periferică la turaţia sincronă, iar τ_p pasul polar, se obţine puterea maximă pe perechea de poli:

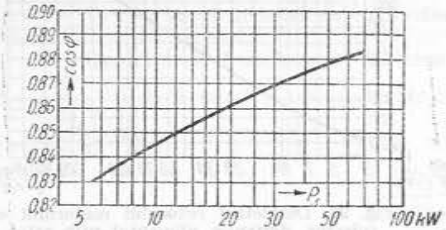


Fig. 100. Factorul de putere al motorului cu colector, derivaţie, alimentat prin rotor, funcţie de puterea nominală P_s la turaţia sincronă.

la motoarele cu trei perii

$$\frac{P}{p} = \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot \frac{3}{2\pi} \frac{e_s A v_{rs}}{f} \frac{a_2}{p} \eta \cos\varphi$$

la motoarele cu şase perii $\quad \dfrac{P}{p} = \dfrac{3}{2\pi} \dfrac{e_s A v_{rs}}{f} \dfrac{a_2}{p} \eta \cos\varphi.$

Cu valorile obişnuite pentru e_s, A, v_{rs} η şi $\cos\varphi$ la frecvenţa de 50 Hz şi $a_2/p = 1$ se obţine pe perechea de poli o putere de aproximativ 25 — 30 kW. Aceste considerente servesc pentru determinarea numărului de poli ai motorului; numai pentru puteri mici se poate lua $p = 2$, sau 3. In acelaşi timp rezultă că la motoare de putere mare turaţia sincronă este mică. Puteri mai mari pe perechea de poli se pot obţine folosind bobinaje cu $a_2 > p$.

53. Lungimea ideală a rotorului. In ipoteza unei repartiţii sinusoidale a câmpului, fluxul maşinii pe perechea de poli are valoarea

$$\Phi = \frac{2}{\pi} \tau_p l_i B_\delta, \tag{53.1}$$

în care l_i este lungimea ideală a rotorului (lungimea reală din care se scade valoarea corespunzătoare canalelor de răcire), iar B_δ este inducţia în întrefier, egală cu 5 000 — 6 000 Gauss.

Rezultă

$$l_i = \frac{\pi}{2} \Phi \frac{1}{\tau_p} \frac{1}{B_\delta} = \frac{10^8}{2\sqrt{2}} \cdot \frac{e_s}{B_\delta \tau_p f} \frac{1}{w_s'} \frac{a_2}{p}$$

şi deoarece $2\tau_p f = v_{rs}$, rezultă

$$l_i = \frac{10^8}{\sqrt{2}} \cdot \frac{e_s}{v_{rs} B_\delta} \cdot \frac{1}{w_s'} \cdot \frac{a_2}{p} \text{ [cm]}. \tag{53.2}$$

Pentru calculul lungimii ideale l_i se aleg, conform celor arătate mai sus, valori pentru e_s şi B_δ.

54. Mărimea întrefierului. Intrefierul δ al maşinilor cu colector, trifazate, poate fi ales din diagramele din fig. 101 şi 102, valabile pentru motoare de construcţie normală.

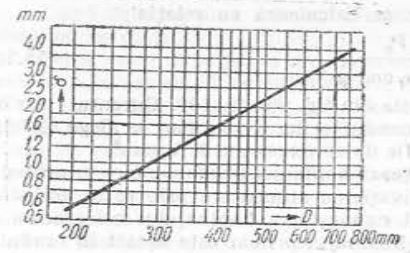


Fig. 101. Intrefierul motorului cu colector, serie, funcţie de diametrul rotorului.

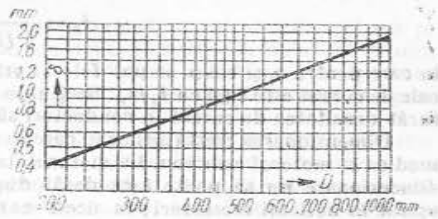


Fig. 102. Intrefierul motorului cu colector, derivaţie, alimentat prin rotor, funcţie de diametrul rotorului.

Pentru motorul serie, la care rotorul ia parte activă la magnetizarea circuitului magnetic (a se vedea punctul 32) este necesar ca valoarea determinată pe diagramă să fie verificată prin relaţia

$$\delta k_c k_s' = \frac{8}{5\pi_2} \operatorname{tg} \frac{\pi - \alpha}{2} \cdot \frac{P}{\eta \cos\varphi} \cdot \frac{l_i}{pf} \frac{\tau_p}{\Phi^2} 10^8. \tag{54.1}$$

valabilă pentru motoare cu raport de transformare $k \cong 1$

In această formulă coeficientul $k_c > 1$ are valoarea

$$k_c = \frac{\tau_{c1}}{\tau_{c1} - \dfrac{\left(\dfrac{b_{c1}}{\delta}\right)^2}{5 + \dfrac{b_{c1}}{\delta}} \delta} \cdot \frac{\tau_{c2}}{\tau_{c2} - \dfrac{\left(\dfrac{b_{c2}}{\delta}\right)^2}{5 + \dfrac{b_{c2}}{\delta}} \delta}, \tag{54.2}$$

în care τ_{c1} şi τ_{c2} reprezintă pasul crestăturilor în stator şi rotor; b_{c1} şi b_{c2} — lăţimea deschiderii celor două crestături; $k_c' > 1$ — un coeficent suplimentar de majorare a forţei magnetomotoare din cauza repartiţiei neuniforme a câmpului în întrefier datorită crestăturilor; α — unghiul de decalaj al periilor, care la motoarele cu trei perii se ia de circa 150°.

55. Dimensionarea bobinajului primar. Cunoscând diametrul rotorului (deci pasul polar), lungimea ideală a rotorului şi inducţia în întrefier, se poate determina cu ajutorul formulei (53.1) valoarea fluxului pe perechea de poli, şi în consecinţă numărul de spire efective ale bobinajului primar din relaţia (50.1 a), deci

$$w_1 \xi_1 = \frac{E_1 10^8}{\pi \sqrt{2} f \Phi}. \tag{55.1}$$

În această formulă, E_1 se alege egal cu 0,95 U ... 1 U în care U este tensiunea pe o fază a bobinajului maşinii. După alegerea tipului de bobinaj, se determină factorul de bobinaj ξ_1 şi numărul de spire w_1. Bobinajele se execută cu un număr par de spire, imediat superior celui rezultat din formula (55.1). Numărul total de conductori ai bobinajului este $N_1 = 2 \cdot 3 \cdot a_1 w_1$. Numărul de crestături pe pol şi fază se alege $q_1 \geq 3$ la motoarele serie şi $q_1 = 2 \ldots 4$ la motorul derivaţie alimentat prin rotor.

Curentul pe fază în bobinajul primar se calculează cu relaţia

$$I_1 = \frac{P_s}{3\, U \eta \cos \varphi}, \tag{55.2}$$

în care pentru η şi $\cos\varphi$ se pot folosi curbele din fig. 98, 99, 100. Curentul într'o cale de curent este egal cu I_1/a_1. Secţiunea conductorilor de bobinaj se alege astfel, încât densitatea de curent în conductori să fie de aproximativ 3 A/mm².

Dimensionarea crestăturilor în care se aşează bobinajul primar se face în acelaşi mod ca la motorul asincron. La motorul derivaţie cu alimentare prin rotor această dimensionare nu se poate face decât după cunoaşterea bobinajului colectorului, aşezat în aceleaşi crestături; în acest caz, bobinajul primar este aşezat în fundul crestăturilor. Deoarece numărul de spire ale bobinajului se rotunjeşte faţă de cel rezultat din formula (55.1), trebue ulterior verificată valoarea fluxului, valoarea inducţiei în întrefier şi cea a forţei electromotoare statice. Dacă B_{0S} şi Φ_0 sunt valorile admise într'un prim calcul pentru inducţie şi flux, w_{01} — numărul de spire ale bobinajului primar rezultat din formula (55.1) şi w_1 — numărul real de spire ale bobinajului, atunci valorile reale ale acestor mărimi sunt date de relaţiile de mai jos:

$$B_\delta = \frac{w_{01}}{w_1} B_{01}; \quad \Phi = \frac{w_{01}}{w_1} \Phi_0 \quad \text{şi} \quad e_s = \pi \sqrt{2} f w_s' \frac{p}{a_2} \Phi\, 10^{-8} \text{ [V]}. \tag{55.3}$$

56. Dimensionarea bobinajului legat la colector. La motorul serie, numărul de crestături ale rotorului se alege astfel, încât să fie diferit de al statorului, iar pasul crestăturilor pe rotor să rezulte între 15 şi 20 mm.

Dacă motorul serie este construit cu transformator intermediar, ceeace se întâmplă în majoritatea cazurilor, densitatea liniară de curent rotorică rezultă (după ce s'a ales tipul de bobinaj) din relaţia

$$A = c \frac{P_s}{\eta_r \cos \varphi_r} \cdot \frac{1}{e_s D} \cdot \frac{p}{a_2} w_s', \tag{56.1}$$

în care c este acelaşi coeficient numeric ca în formulele (52.2 a) şi (52.2 b), adică $\frac{2}{\sqrt{3}} \cdot \frac{2}{3}$ şi respectiv $\frac{2}{3}$; η_r este randamentul rotorului, care se ia mai

mare decât randamentul motorului (corespunzând la o valoare a pierderilor de circa 60% din pierderile totale), iar $\cos\varphi_r$ este factorul de putere al rotorului, mai mic decât cel al motorului.

Numărul de conductori rotorici N_2 se determină alegând numărul de conductori ce vor fi plasaţi în fiecare crestătură. Numărul de lamele de colector rezultă din relaţia

$$k = \frac{N_2}{2} \cdot \frac{1}{w_s'}. \tag{56.2}$$

Trebue apoi verificat dacă bobinajul poate fi executat cu acest număr de conductori, adică dacă sunt îndeplinite condiţiile de simetrie. Cunoscând mărimea densităţii lineare de curent în rotor [formula (56.1)] şi numărul de conductori rotorici, se deduce curentul în aceşti conductori

$$I_a = \frac{A \pi D}{N_2}. \tag{56.3}$$

Alegerea secţiunii conductorilor se face pe baza curentului aflat mai sus, densitatea de curent fiind aleasă ca şi în stator aproximativ 3 A/mm², dar putând fi şi ceva mai mare.

După determinarea mărimii crestăturilor rotorului trebue verificată inducţia maximă în dinţi.

Dacă motorul serie nu are transformator intermediar, calculul de mai sus se modifică în sensul că curentul rotoric este cunoscut pe baza calculului curentului din stator, efectuat anterior, iar numărul de conductori ai rotorului trebue ales astfel, încât să conducă pentru densitatea lineară de curent la o valoare apropiată de cea din relaţia (56.1).

La motoarele derivaţie alimentate prin rotor numărul de crestături rotorice rezultă odată cu dimensionarea bobinajului primar. Alegând numărul de conductori ai bobinajului legat la colector rezultă numărul de conductori N'_2 din fiecare crestătură, ai acestui bobinaj. Se deduce numărul de lamele de colector şi se verifică condiţia de simetrie. Tensiunea maximă obţinută la periile aşezate diametral are valoarea dată de formula (49.2 a).

$$E_{\delta p} = \frac{1}{\pi} e_s \frac{k}{p} \text{ [V]}. \tag{56.4}$$

Pentru motoarele obişnuite cu reglajul vitezei în raportul 1:3 la care corespunde un raport $k = 0{,}5$ (a se vedea punctul 51), forţa electromotoare secundară a bobinajului statorului are valoarea

$$E_2 = 2E_{\delta p}. \tag{56.5}$$

Curentul în bobinajul legat la colector, acelaşi ca şi în bobinajul secundar, se calculează ca la motorul asincron şi are valoarea aproximativă

$$I_2 \approx \frac{P_s}{3 E_2 \eta_r}, \tag{56.6}$$

în care η_r are aceeaşi semnificaţie ca în formula (56.1).

Curentul într'o cale de curent are valoarea $I_a = I_2/a_2$.

Acest curent fiind determinat, calculul se conduce apoi ca şi la motorul serie, ţinând însă seama în dimensionarea crestăturilor că în aceleaşi crestături este aşezat şi bobinajul primar.

57. Dimensionarea bobinajului secundar (statoric) la motorul derivaţie alimentat prin rotor. În calculul acestui bobinaj se ia ca bază tensiunea E_2 şi curentul I_2, determinate mai sus. Numărul efectiv de spire pe fază va fi dat de relaţia

$$w_2 \xi_2 = \frac{E_2 \, 10^8}{\pi \sqrt{2} \, f \, \Phi} \tag{57.1}$$

Restul calculului este asemănător cu al bobinajului primar.

Numărul de crestături pe pol şi fază se alege $q_2 = 3 \ldots 4$. Numărul total de crestături trebue să fie diferit de cel al rotorului.

58. Diametrul exterior al statorului şi diametrul interior al rotorului. Aceste diametre se determină, ca şi la motorul asincron, prin verificarea inducţiei în jug

$$B_j = \frac{\Phi}{2 k_t \, l \, h_j}, \tag{58.1}$$

în care B_j este inducţia în jug, h_j — înălţimea jugului (a statorului, respectiv a rotorului), k_t — un coeficient de umplere, deobicei egal cu 0,9, care ţine seama de izolaţia între tole, iar l — lungimea reală a pachetului de tole.

59. Dimensionarea colectorului. Pentru ca colectorul să poată fi executat cu un număr cât mai mare de lamele, diametrul colectorului se alege pe cât posibil mai mare. Diametrul D_k al colectorului este totuşi limitat de viteza sa periferică, care nu trebue în general să depăşească 30—35 m/s, precum şi de diametrul rotorului. Deobicei se alege $0{,}7 \leqslant \frac{D_k}{D} \leqslant 1{,}0$ şi anume la motoarele serie $0{,}8 \leqslant \frac{D_k}{D} \leqslant 1{,}0$ iar la motorul derivaţie alimentat prin rotor, $0{,}7 \leqslant \frac{D_k}{D} \leqslant 0{,}9$.

După determinarea numărului de conductori ai bobinajului rotoric şi determinarea numărului k de lamele de colector, trebue verificat dacă colectorul poate fi executat cu acest număr de lamele, şi anume trebue determinat pasul lamelelor de colector τ_k, cu relaţia

$$\tau_k = \frac{\pi D_k}{k}. \tag{59.1}$$

Pasul lamelelor de colector, inclusiv izolaţia de 0,6 mm între lamele, este în mod normal de 4—5 mm.

Numărul de suporţi de perii este egal cu $3p$ sau $6p$, după cum maşina este cu trei sau şase perii. Lăţimea periilor b_p se alege în funcţie de tipul bobinajului astfel, încât tensiunea medie între marginile periei, e_{qp}, dată de relaţia

$$e_{qp} = e_s \frac{b_p}{\tau_k} \tag{59.2}$$

să fie de aproximativ 8 V la motoarele serie şi derivaţie alimentate prin stator şi de aproximativ 4,5 V la motoarele derivaţie alimentate prin rotor.

Curentul în periile unui aceluiaşi suport este dat de expresia

$$I_{sp} = \frac{I_2}{p}, \tag{59.3}$$

sau la motoarele cu trei perii de expresia

$$I_{sp} = \frac{\sqrt{3} \, a_2 I_a}{p} \tag{59.3a}$$

şi la motoarele cu şase perii de expresia

$$I_{sp} = \frac{a_2 I_a}{p}. \tag{59.3b}$$

Densitatea de curent sub perii se admite, după calitatea periilor, $J_p = 6 \ldots 20$ A/cm², astfel încât lungimea necesară a periilor de pe un suport rezultă

$$l_p = \frac{I_{sp}}{J_p \, b_p}. \tag{59.4}$$

La motoarele cu trei perii, lungimea utilă a colectorului rezultă $l_k = l_p$, iar la motoarele cu şase perii decalabile una pe lângă alta, $l_k = 2l_p$.

După dimensionarea colectorului trebue cercetat dacă suprafaţa rezultată este admisibilă din punctul de vedere al încălzirii, conform relaţiilor (15.14) (15.15) şi (15.16) în care $m = 3$ sau 6 după cum motorul are trei sau şase perii.

60. Transformatorul intermediar. La motoarele serie cu transformator intermediar trebue determinat raportul de transformare şi puterea acestui transformator.

Raportul de transformare rezultă din relaţiile (51.1 a) şi 51.1 b). Tensiunea E_p la perii, la pornire, rezultând din relaţiile (49.2 a) şi (49.2. b), tensiunea secundară a transformatorului se ia egală cu cE_p. Coeficientul c depinde de mărimea domeniului de reglaj. La motoare cu domeniu mare de reglaj, $c = 0{,}5$; la motoare cu domeniu mic de reglaj, se poate lua pentru c valoarea minimă 0,3. Puterea transformatorului rezultă din relaţiile de mai jos:

la motoare cu trei perii $\quad S_t = \sqrt{3} \, c E_{3p} I_2 10^{-3}$ [kVA] (60.1)

la motoare cu şase perii $\quad S_t = 3 c E_{6p} I_2 10^{-3}$ [kVA]. (60.2)

Pentru a micşora pericolul mersului instabil, transformatorul se calculează la tensiunea cE_p cu circuitul magnetic puternic saturat, deşi prin aceasta factorul de putere la turaţii mici este micşorat.

61. Exemplu de calcul pentru un motor cu colector, trifazat, serie, cu transformator intermediar. Motorul are puterea $P_s = 30$ kW, la turaţia $n_s = 1\,000$ rot/min cu reglajul vitezei la cuplu aproximativ constant între 350 rot/min şi 1 100 rot/min, tensiunea reţelei $U_l = 500$ V, frecvenţa $f = 50$ Hz.

Diametrul şi lungimea rotorului; întrefierul. La turaţia sincronă $n_s = 1\,000$ rot/min, rezultă $p = 3$ şi corespunde pentru rotor un bobinaj buclat simplu cu $a_2 = p = 3$. Pentru $P_s/n_s = 30$ W·min/rot, din fig. 96 corespunde pentru rotor diametrul aproximativ $D = 330$ mm. Rezultă $\tau_p = 17{,}3$ cm şi $v_{rs} = 17{,}3$ m/s. Admiţând la pornire o f.e.m. statică $e_s = 4{,}5$ V şi alegând pentru inducţia în întrefier $B_\delta = 5\,800$ gauşi şi $w'_s = 1$, din relaţia (53.2) se deduce lungimea ideală a rotorului $l_i = 31{,}7$ cm, iar din fig. 101 rezultă valoarea întrefierului $\delta = 1{,}2$ mm, care urmează a fi verificată conform relaţiei (54.1). Rotorul se execută cu o lungime totală $L = 330$ mm, având două canale radiale de ventilaţie, fiecare de 10 mm. Ţinând seama de « valoarea redusă » a canalelor de ventilaţie se deduce $l_i = 31{,}4$ cm.

Bobinajul statorului. Din relaţia (53.1) se deduce $\Phi = 2{,}01 \cdot 10^6$ maxwelli, iar din relaţia (55.1) în care $E_1 = U_l/\sqrt{3} = 289$ V se deduce $w_1 \xi_1 = 64{,}8$ spire. Bobinajul se execută în dublu strat, cu pas scurtat în raportul 5/6 deci $\xi_{s1} = 0{,}966$; admiţând $q = 3$ crestături pe pol şi fază, deci $\xi_{r1} = 0{,}96$, rezultă $\xi_1 = \xi_{s1} \xi_{r1} = 0{,}927$, şi $w_1 = 64{,}8/0{,}927 = 70$ spire pe fază, executabil cu 72 spire pe fază. Pentru a putea executa bobinajul cu bobine prefabricate (diametrul sârmei $\leqslant 2$ mm) este preferabil a se lega în paralel cele trei bobine polare ale unei faze, deci $a_1 = 3$, însă fiecare bobină polară va trebui să aibă de a_1 ori mai multe spire. Bobinajul are în total $N_1 = 72 \cdot 2 \cdot 3 \cdot 3 = 1\,296$ conductori şi $3 \cdot 6 \cdot 3 = 54$ crestături. Urmează dimensionarea crestăturilor şi verificarea inducţiei maxime în dinţi ca la maşina

asincronă. In exemplul ales, pentru $\eta=0{,}84$ (fig. 99) şi $\cos\varphi=0{,}97$ curentul statoric are valoarea $I_1 = 42{,}5$ A (relaţia 55.2) şi s'a obţinut lăţimea crestăturii 14,2 mm şi adâncimea ei 21,7 mm. Se recalculează inducţia în întrefier, fluxul şi f.e.m statică, obţinându-se $B_\delta=5\,660$ gauşi, $\Phi = 1{,}96\cdot10^6$ maxwelli şi $e_s=4{,}35$ V.

Bobinajul rotorului. Numărul total de crestături se alege 72, corespunzând un pas al crestăturilor $\tau_{c2} = 14{,}4$ mm. In fiecare crestătură se aşează 6 conductori, 3 în stratul superior, 3 în stratul inferior. Numărul total de conductori $N_2 = 6\cdot72 = 432$. Cu $w'_s = 1$ rezultă numărul de lamele de colector $k=216$ (relaţia 56.2). Condiţiile de simetrie $N_2/a_2 =$ număr întreg şi $k/a_2 =$ număr întreg sunt satisfăcute. Urmează a se verifica dacă colectorul poate fi executat cu acest număr de lamele. Admiţând iniţial $\tau_k=4$ mm rezultă, $D_k=275$ mm $= 0{,}83\ D$ (normal $0{,}8D \leqslant D_k \leqslant D$). Pentru $\eta_r = 0{,}93$ şi $\cos\varphi_r = 0{,}9$ din relaţia (56.1) rezultă valoarea densităţii liniare de curent în rotor, $A=192$ A/cm, curentul pe cale de curent $I_a=46$ A (relaţia 56.3), şi curentul total la perii $I_2=240$ A (relaţia 48.1 b) Bobinajul rotorului se poate executa cu conductori de secţiune dreptunghiulară $1{,}2 \times 10{,}5 = 12$ mm², corespunzînd o densitate de curent $46/12 = 3{,}83$ A/mm². Urmează a se face dimensionarea crestăturilor şi verificarea inducţiei maxime în dinţi. In exemplul ales s'a obţinut pentru lăţimea crestăturilor 7,1 mm şi pentru adâncimea lor 27,1 mm.

Diametrul exterior al statorului şi diametrul interior al rotorului. Alegând diametrul exterior al statorului 430 mm ($h_{j1}=2{,}55$ cm) şi diametrul interior al rotorului 170 mm ($h_{j2}=5{,}04$ cm) din relaţia (58.1) în care $l=33-2\times1=31$ cm se obţine $B_{j1}=13\,800$ gauşi şi $B_{j2}=7000$ gauşi, care sunt admisibile.

Colectorul. Se alege $D_k=300$ mm $= 0{,}91\ D$ la care corespunde un pas al lamelelor $\tau_k= 4{,}37$ mm, cu izolaţie între lamele de 0,6 mm. Numărul suporturilor de perii $mp=3\cdot3 = 9$ iar curentul într'un suport conform relaţiei (59.3) $I_{sp}=80$ A. Se aleg perii cu lăţimea $b_p=8$ mm, corespunzând $e_q=8$ V. Pentru o densitate de curent $I_p=8$ A/cm² lungimea necesară pentru periile unui suport, conform relaţiei (59.4) este $l_k=l_p=128$ mm. Urmează a se verifica dacă colectorul nu depăşeşte încălzirea admisibilă.

Tensiunea de inversare a curentului. Conform relaţiei (48.3 b) la turaţia sincronă $e_x=0{,}9$ V deci mult mai mică ca e_s.

Transformatorul intermediar. Admiţând un raport total de transformare a tensiunilor $k_{3p}= 1{,}15$, conform relaţiei (51.1 b) rezultă $w_{1t}/w_{2t}=6{,}66$. La pornire f.e.m. E_{3p} obţinută la perii este de 86,5 V, conform relaţiei (49.2 b). Impunându-se un domeniu mare de reglaj, transformatorul va fi construit pentru o tensiune secundară $cE_{3p} = 0{,}5\cdot86{,}5 = 43{,}5$ V. Puterea aparentă a transformatorului, $S_t = \sqrt{3}\cdot43{,}5\cdot240\cdot10^{-3} = 18$ kVA.

62. **Exemplu de calcul pentru un motor cu colector, trifazat, derivaţie alimentat prin rotor.** Putere nominală $P_n=30$ kW, turaţie nominală 750 rot/min, turaţie maximă 1 100 rot/min, turaţie minimă 375 rot/min, tensiune $U = 380/\sqrt{3} = 220$ V, frecvenţă $f=50$ Hz.

Numărul perechilor de poli. Domeniul de reglaj este egal cu $^1/_3$, turaţia sincronă $n_s = 750$ rot/min, deci $p=4$.

Dimensiunile principale ale rotorului. Pentru $P_s/n_s=40$ W.min/rot, din fig. 97 corespunde $D=450$ mm, deci $\tau_p=17{,}7$ cm, $v_{rs}=17{,}7$ m/s. Pentru $P_s/p=7{,}5$ corespunde $a_2=p=4$. Cu $e_s=?{,}5$ V, $B_\delta=5\,100$ gauşi şi $w'_s=1$, din relaţia (53.2) rezultă $l_i=19{,}6$ cm. Prevăzând un canal radial de ventilaţie de 10 mm şi adoptând lungimea reală a rotorului $L=200$ mm, lungimea ideală rezultă $l_i=20-1\cdot0{,}82=19{,}2$ cm.

Bobinajul primar (legat la inelele rotorului). Conform relaţiei (53.1) rezultă $\Phi = 1{,}1\cdot10^6$ maxwell iar din relaţia (55.1) unde $E_1 = U = 220$ V, se deduce $w_1\,\xi_1=90{,}2$. Bobinajul se execută cu pas scurtat în raportul 8/9 deci $\xi_{s1}=0{,}985$,

$\xi_{r1} = 0{,}956$, $\xi_1 = 0{,}94$. In consecinţă $w_1 = 90{,}2/0{,}94 = 96$. Numărul total de conductori $N_1 = 2mw_1 = 2\cdot3\cdot96 = 576$. Bobinajul se aşează în 72 crestături, $\tau_{c1} = 19{,}65$ mm, $q_1 = 3$. In fiecare crestătură sunt plasaţi 8 conductori în două straturi. Conform fig. 99 şi fig. 100 rezultă $\eta = 0{,}845$ şi $\cos\varphi = 0{,}87$ deci $I_1=62$ A (relaţia 55.2). Dimensiunile conductorilor sunt $2(1{,}8.6{,}0) = 21$ mm² corespunzând o densitate de curent 2,95 A/mm². Pentru a plasa acest bobinaj în fundul crestăturii este necesară o crestătură lată de 11 mm.

Bobinajul colectorului. Se execută în două straturi, cu patru conductori în strat, deci numărul total de conductori este deasemeni $N'_2=8\cdot72=576$. Numărul de lamele de colector $k = 288$ (relaţia 56.2). Bobinajul este simetric. Pentru $\tau_k = 4$ mm, diametrul colectorului ar rezulta $D_k = 367$ mm, deci colectorul poate fi executat. Faţă de noile mărimi rezultă $e_s=2{,}44$ V iar tensiunea maximă obţinută la periile aşezate diametral rezultă $E_{sp}=56$ V (relaţia 56.4). Conform relaţiei (56.5) bobinajul secundar (statoric) trebue executat pentru o tensiune $E_2 = 2\cdot56 = 112$ V. Rezultă curentul secundar $I_2 = 97$ A (relaţia 56.6 în care $\eta_r=0{,}92$). Curentul într'o cale de curent a rotorului $I_a=42{,}2$ A (relaţia 48.1 a). Conductorii bobinajului rotoric au dimensiuni $1{,}8\cdot4{,}4=7{,}8$ mm², corespunzând o densitate de curent de 3,1 A/mm². Bobinajul se aşează în aceleaşi crestături cu bobinajul primar. Crestătura rezultă înaltă de 45 mm (inclusiv pana). Urmează a se verifica inducţia maximă în dinţi.

Bobinajul secundar (statoric). Acest bobinaj va fi executat cu pas scurtat în raportul 5/6 corespunzând $\xi_2=0{,}92$. Din relaţia (57.1) se deduce $w_2=49{,}8$; se alege $w_2=48$. Numărul total de conductori $N_2=2\ m\ w_2=2\cdot3\cdot48=288$. Bobinajul se aşează în 96 crestături ($q_2 = 4$). Pentru a putea executa bobinajul cu sârmă mai subţire de 2 mm, cele patru bobine sunt montate în paralel (patru căi în paralel) şi în afară de aceasta fiecare conductor este separat în patru fire paralele Se execută cu sârmă de 1,7 mm diametru. Secţiunea căii de curent $4\pi\ 1{,}7^2 = 9{,}08$ mm². Densitatea de curent corespunzătoare $97/4\cdot9{,}08=2{,}67$ A/mm². Crestătura rezultată este lată de 10 mm şi adâncă de 32,5 mm (inclusiv pana). Urmează a se verifica inducţia maximă în dinţi.

Diametrul exterior al statorului se alege de 600 mm corespunzând o inducţie de 7 700 gauşi (relaţia 58.1). *Diametrul interior* al rotorului se alege 250 mm corespunzând o inducţie de 5 850 gauşi.

Colectorul. Diametrul său se alege $D_k=390$ mm$=0{,}87\ D$. Rezultă pasul lamelelor $\tau_k=4{,}25$ mm (inclusiv 0,6 mm izolaţie). Numărul suporturilor de perii $2\ mp=24$. Se aleg perii late de $b_p = 8$ mm, $e_q=4{,}6$ V. Curentul în suportul periilor $I_{sp}=24{,}2$ A (relaţia 59.3) Cu o densitate a curentului sub perii $J_p=8$ A/cm² rezultă lungimea periilor pe un suport, $l_p=3{,}8$ cm alegându se $l_p=4$ cm. Lungimea utilă a colectorului $l_k=2l_p=8{,}0$ cm. Urmează a se face verificarea încălzirii.

Tensiunea de inversare a curentului rezultă $e_x=0{,}33$ V (relaţia 48.3 a).

VIII. MONTAJUL ÎN CASCADĂ AL MAŞINILOR ASINCRONE, CU MAŞINI CU COLECTOR

A. Principiul montajelor în cascadă

1. Generalităţi. Maşinile cu colector de curent alternativ, în opoziţie cu maşinile asincrone, prezintă avantajul de a avea viteza reglabilă în mod simplu, continuu sau în trepte foarte fine, precum şi avantajul unui factor de putere relativ bun. Cu toate acestea, din cauza costului mult mai mare, precum şi din cauza comutaţiei care le limitează puterea pe perechea de poli, ele nu pot înlocui uşor maşinile asincrone chiar dacă necesităţile de exploatare impun o viteză reglabilă. Problema reglării vitezei şi a factorului de putere la maşinile asincrone poate fi rezolvată în mod tot atât de favorabil ca şi la maşinile cu colector, dacă maşina asincronă este cuplată electric, în serie, prin intermediul inelelor, cu o maşină auxiliară de putere mai mică. Se obţine astfel un montaj denumit « în cascadă ». Shcema de principiu a montajelor în cascadă este indicată în fig. 10*a*, 11*a*, 12*a* şi 13*a*.

Principiul reglării vitezei şi a factorului de putere este bazat pe faptul că, prin intermediul maşinii auxiliare, în circuitul rotorului maşinii asincrone se introduce o forţă electromotoare suplimentară, care bineînţeles trebue să aibă o frecvenţă egală cu frecvenţa de alunecare. Maşina auxiliară folosită pentru producerea acestei forţe electromotoare este o maşină cu colector şi anume fie o comutatrice, fie o maşină cu colector trifazată, având în unele cazuri o construcţie specială; în unele montaje comutatricea este înlocuită cu un convertizor format dintr'o maşină asincronă şi o maşină de curent continuu.

Câteodată, în afara legăturii electrice făcute prin inele, între maşina auxiliară şi maşina asincronă există şi un cuplaj mecanic fie direct, fie prin intermediul unor angrenaje (fig. 12*a* şi fig. 13*a*). Dacă nu există acest cuplaj mecanic între maşina asincronă şi cea auxiliară, maşina auxiliară trebue cuplată mecanic cu o altă maşină, legată la reţea, care funcţionează fie ca motor cedând putere maşinii asincrone prin intermediul maşinii auxiliare, fie că funcţionează ca generator, cedând reţelei puterea primită dela maşina asincronă prin intermediul maşinii auxiliare (fig. 11*a* şi respectiv 10*a*).

Primul mod de cuplaj, când maşina auxiliară este cuplată mecanic cu maşina asincronă este denumit cuplaj mecanic, iar al doilea este denumit cuplaj electric.

Dacă maşina auxiliară este o comutatrice, grupul întreg poartă denumirea de cascadă în curent continuu, deoarece comutatricea este la rândul ei cuplată electric cu alte maşini de curent continuu. Dacă maşina auxiliară este o maşină cu colector de curent alternativ, grupul poartă denumirea de cascadă în curent alternativ.

În cele ce preced s'a aratat pe scurt rolul maşinii auxiliare. Trebue menţionat că în unele cazuri montajele în cascadă sunt făcute cu mai multe maşini auxiliare între care pot figura şi maşini sincrone, regulatori de inducţie sau transformatori. Ansamblul acestor maşini auxiliare va fi desemnat prin denumirea de « grup de regiaj ».

Principiile care stau la baza funcţionării montajelor în cascadă sunt arătate în cele ce urmează.

2. Reglarea vitezei şi clasificarea cascadelor pentru reglarea vitezei. Prin cuplarea în cascadă a maşinii asincrone, unele mărimi care intervin în funcţionarea ei îşi schimbă valoarea. In cele ce urmează, aceste mărimi sunt notate cu indicele « prim » dacă se referă la funcţionarea maşinii necuplate în cascadă şi fără indice în caz contrar.

Deoarece cuplul motorului asincron este dat de o relaţie de forma[1]) $M \approx K\Phi I_2'$ în care Φ este fluxul rezultant constant iar I_2' este curentul rotoric, rezultă că pentru producerea unui anumit cuplu motor, corespunzător cuplului rezistent, rotorul motorului asincron trebue să fie parcurs de un curent secundar I_2' perfect determinat; în consecinţă, în circuitul rotorului trebue să se inducă o forţă electromotoare de alunecare E_2' deasemenea perfect determinată. Forţa electromotoare E_2' este proporţională cu alunecarea, anume $E_2' = s'E_{20}$, relaţie în care s' reprezintă alunecarea, iar E_{20} reprezintă forţa electromotoare indusă în bobinajul rotorului când rotorul este fix iar bobinajul său este deschis. Dacă se neglijează căderile de tensiune în stator şi se ţine seama că la funcţionare normală în apropiere de sincronism, din cauza alunecării reduse reactanţa $s'X_{s2}$ a rotorului este neglijabilă faţă de rezistenţa sa R_2, diagrama de funcţionare a motorului este cea arătată în fig. 1. Vectorii I_1', I_2' reprezintă respectiv curentul statoric şi rotoric iar I_μ = constant, reprezintă curentul magnetizant (valoarea sa nu depinde nici de sarcină şi nici de faptul că maşina este cuplată sau nu în cascadă). Deoarece s'au neglijat reactanţele de scăpări, curentul secundar I_2' este în fază cu forţa electromotoare E_2', ambele mărimi fiind decalate cu $\frac{\pi}{2}$ în urma fluxului Φ al maşinii. Vectorii Φ_1', Φ_2', şi Φ = constant, reprezintă fluxul statoric, rotoric şi respectiv fluxul rezultant, $-E_1$ este forţa contraelectromotoare în stator, $U \approx -E_1$ este tensiunea reţelei, iar φ' este unghiul de decalaj între tensiune şi curentul statoric. In ipoteza că numărul efectiv de spire este acelaşi în stator şi în rotor, curentul magnetizant I_μ este egal cu rezultanta curenţilor statorici şi rotorici:

$$\overline{I}_\mu = \overline{I}_1' + \overline{I}_2'.$$

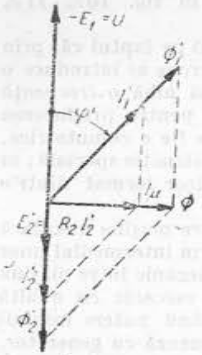


Fig. 1. Diagrama vectorială a motorului asincron, neglijând reactanţele de scăpări.

Dacă cuplul rezistent variază, de exemplu creşte, trebue să varieze în acelaşi mod atât curentul cât şi tensiunea în rotor, deoarece $E_2' = R_2 I_2'$. Relaţia $E_2' = s'E_{20}$ arată că în acest caz şi alunecarea trebue să crească, adică viteza motorului scade astfel încât prin creşterea forţei electromotoare E_2', curentul rotoric I_2' să poată avea valoarea corespunzătoare noului cuplu cerut.

Se va considera acum că în circuitul rotorului maşinii asincrone se introduce o tensiune U_r, furnizată de grupul de reglaj. Această tensiune este reglabilă ca mărime şi este în fază sau în opoziţie de fază cu forţa electromotoare secundară E_{20}. Dacă cuplul rezistent rămâne constant, curentul I_2' corespunzător acestui cuplu

[1]) Această relaţie este riguros exactă dacă I_2' reprezintă componenta activă a curentului rotoric.

nu trebue să-şi schimbe valoarea, adică $I_2' = I_2$; diagrama corespunzătoare noii situaţii de funcţionare este dată în fig. 2. Valorile noilor curenţi şi ale fluxurilor corespunzătoare sunt aceleaşi ca în fig. 1. Deoarece curentul $I_2 = I_2'$ rămâne neschimbat, este necesar să se schimbe valoarea forţei electromotoare secundare E_2' pentru ca astfel forţa electromotoare rezultantă E_r în circuit să rămână constantă. Dacă se notează cu E_2 forţa electromotoare de alunecare corespunzătoare noii situaţii de funcţionare, forţa electromotoare rezultantă în circuit este $E_r = E_2 - U_r$ şi ea trebue să aibă valoarea egală cu E_2'; în această relaţie U_r este pozitiv dacă este în opoziţie de fază cu E_{20} şi negativ în caz contrar, iar semnul forţei electromotoare $E_2 = sE_{20}$ depinde de valoarea alunecării. Dacă se neglijează rezistenţa circuitului maşinii auxiliare, curentul secundar I_2 are valoarea:

$$I_2 = \frac{E_r}{R_2} = \frac{E_2 - U_r}{R_2} = \text{constant}.$$

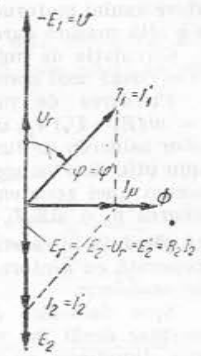


Fig. 2. Diagrama vectorială a motorului asincron neglijând reactanţele de scăpări; reglarea vitezei.

Forţa electromotoare E_2' indusă în rotor de fluxul rezultant nu poate căpăta noua valoare E_2 decât prin variaţia alunecării motorului.

Intr'adevăr, ţinând seamă că U_r are semnul plus când este în opoziţie de fază cu E_{20} şi semnul minus în caz contrar, cum şi de relaţia următoare care dă noua valoare a alunecării:

$$s = \frac{E_2}{E_{20}} = \frac{U_r + E_2'}{E_{20}} = s' + \frac{U_r}{E_{20}} \tag{2.1}$$

se deduce:

— dacă U_r este în opoziţie de fază cu E_{20}, viteza motorului scade;

— dacă U_r este în fază cu E_{20} dar $U_r < E_2'$, viteza motorului creşte dar rămâne subsincronă;

— dacă U_r este în fază cu E_{20} şi $U_r = E_2'$, viteza motorului devine egală cu viteza de sincronism;

— dacă U_r este în fază cu E_{20} dar $U_r > E_2'$, motorul capătă o viteză suprasincronă.

In principiu se poate introduce în rotor o forţă electromotoare U_r pentru care $s = 1$. Valoarea sa ar fi $U_r = E_{20}(1 - s')$.

In regim de mers în gol, $s' = 0$, relaţia (2.1) devine:

$$s_0 = \frac{U_r}{E_{20}} \tag{2.2}$$

în care s_0 este alunecarea de mers în gol pentru motorul asincron cuplat în cascadă. In această ipoteză, pentru $U_r = E_{20}$ rezultă $s_0 = 1$, maşina asincronă se comportă ca un transformator mergând în gol.

In cele ce urmează se notează cu n_n viteza naturală, adică viteza pe care ar avea-o motorul asincron necuplat în cascadă. La toate vitezele mai mici decât

viteza naturală, curentul şi tensiunea în rotorul maşinii auxiliare sunt în opoziţie de fază (cazul din fig. 2). In consecinţă maşina auxiliară primeşte o putere electrică $U_r I_2$ din rotorul maşinii asincrone şi deci funcţionează ca motor; dacă maşina auxiliară este cuplată mecanic cu motorul asincron, ea cedează această putere axului motorului asincron, iar dacă acest cuplaj nu există, ea trebue cuplată cu o altă maşină care să funcţioneze ca generator pe reţea.

Circulaţia de putere este inversă celei arătate mai sus dacă motorul asincron are o viteză mai mare decât viteza naturală.

Pierderea de putere prin încălzire în bobinajul rotorului are valoarea $p_1 = m(E_2 - U_r) I_2$, unde m reprezintă numărul de faze ale bobinajului. Dacă acelaşi motor asincron ar funcţiona necuplat în cascadă, cu aceeaşi alunecare s şi acelaşi cuplu util, deci cu aceeaşi forţă electromotoare E_2 şi acelaşi curent I_2, prin introducerea unei rezistenţe suplimentare în circuit, pierderea prin încălzire ar avea valoarea $p_2 = mE_2 I_2$. Diferenţa de puteri $p_2 - p_1 = mU_r I_2$, care altfel ar fi fost pierdută în reostatul de reglaj al vitezei, în cazul montajului în cascadă este recuperată cu ajutorul grupului de reglaj şi din acest motiv reglajul de viteză este economic.

Spre deosebire de motorul asincron obişnuit, care nu poate funcţiona ca generator decât la viteze suprasincrone, motorul asincron cuplat în cascadă poate funcţiona ca generator la orice viteză mai mare decât viteza de mers în gol care a fost reglată.

Simultan cu reglajul vitezei se poate schimba şi caracteristica cuplu-viteză a motorului, obţinânduse caracteristica cea mai potrivită cerinţelor de exploatare. In cele ce urmează, prin caracteristica naturală a motorului se înţelege caracteristica vitezei în funcţie de cuplu pentru motorul asincron necuplat în cascadă. Dacă se notează cu n viteza motorului asincron cuplat în cascadă şi cu n_s viteza sa de sincronism, atunci alunecările s şi s' sunt date de relaţiile:

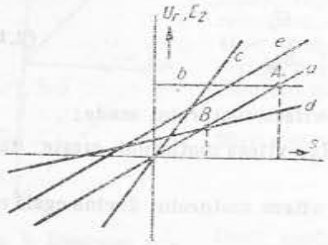


Fig. 3. Forţa electromotoare de alunecare E_2 şi tensiunea reglabilă U_r funcţie de alunecarea s.

$$s = \frac{n_s - n}{n_s} \quad \text{şi} \quad s' = \frac{n_s - n_n}{n_s}.$$

Făcând aceste substituţii în relaţia (2.1), se deduce:

$$n_n - n = \frac{U_r}{E_{20}} n_s. \qquad (2.3)$$

Se observă deasemenea că deoarece forţa electromotoare E_2 este proporţională cu alunecarea s; în diagrama din fig. 3, ea se reprezintă în funcţie de alunecare printr'o dreaptă a.

α) Dacă tensiunea U_r nu depinde de viteza motorului asincron, ea se reprezintă în fig. 3 prin dreapta b paralelă cu axa absciselor. Motorul merge în gol cu alunecarea corespunzătoare punctului A. Relaţia (2.3) devine $n_n - n =$ constant şi arată că prin această reglare caracteristica naturală a maşinii asincrone este deplasată paralel cu ea însăşi (fig. 4) şi că pentru fiecare nouă valoare a tensiunii de reglaj U_r motorul funcţionează pe altă caracteristică derivaţie.

β) Dacă tensiunea reglabilă U_r variază proporţional cu alunecarea s, ea se poate pune sub forma $U_r = s\, U_{r0}$ şi se reprezintă pe fig. 3 printr'o dreaptă c trecând prin origină. Motorul asincron are în acest caz o singură viteză de mers

în gol şi anume viteza sincronă. Deoarece $U_r = U_{r0}\, s = U_{r0}(n_s - n)/n_s$, relaţia (2.3) devine:

$$\frac{n_n - n}{n_s - n} = \frac{U_{r0}}{E_{20}} = \text{constant}.$$

Se deduce că prin această reglare caracteristica naturală este deplasată astfel încât $\overline{BC}/\overline{AC} = (n_n - n)/(n_s - n) =$ constant (fig. 5), adică este rotită în jurul punctului de mers în gol.

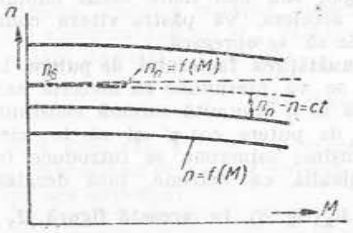


Fig. 4. Deplasarea paralelă a caracteristicei naturale.

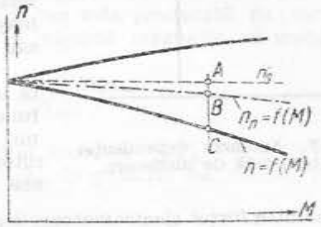


Fig. 5. Rotirea (înclinarea) caracteristicei naturale.

In acest caz, viteza motorului variază cu sarcina într'o măsură mai mare decât la motorul necuplat în cascadă. Prin alegerea unei valori potrivite a tensiunii reglabile U_r, motorul poate căpăta o caracteristică analoagă cu a motoarelor de curent continuu cu excitaţie mixtă, adică o caracteristică apropiată de cea a motoarelor serie.

Este bine să se observe că prin introducerea unei rezistenţe suplimentare în rotor se produce deasemenea rotirea caracteristicei naturale a maşinii, însă acest mijloc de reglare este neeconomic şi nu permite realizarea vitezelor suprasincrone.

γ) Dacă tensiunea reglabilă U_r variază liniar dar nu proporţional cu alunecarea, ea se poate pune sub forma:

$$U_r = U'_{r0} + U''_{r0}\, s$$

şi se reprezintă în fig. 3 prin dreapta d. Motorul merge în gol cu alunecarea corespunzătoare punctului B. Prin acest mijloc de reglare caracteristica naturală este deplasată paralel şi apoi rotită (fig. 6). Acest lucru este evident dacă se observă că componenta constantă U'_{r0} a tensiunii reglabile trebue să producă deplasarea caracteristicei, iar componenta sU''_{r0} proporţională cu alunecarea trebue să producă rotirea ei.

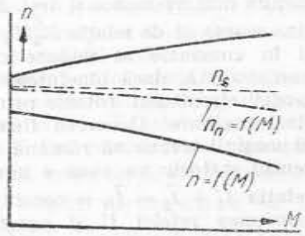


Fig. 6. Deplasarea şi rotirea caracteristicei naturale.

δ) Un caz particular al modului de reglaj de mai sus are loc în cazul când tensiunea U_r variază cu alunecarea după dreapta e paralelă cu dreapta a (fig. 3). In acest caz, forţa electromotoare E_r rezultantă în circuitul secundar al motorului, precum şi curentul secundar I_2 sunt independente de alunecarea maşinii. Cuplul electromagnetic al maşinii, care este proporţional cu fluxul rezultant şi cu curentul secundar (deoarece reactanţele de scăpări au fost neglijate), este deasemenea constant, spre deosebire de motorul asincron obişnuit la care cuplul electromagnetic

variază cu alunecarea prin faptul că forţa electromotoare E_2' şi curentul secundar I_2' variază cu alunecarea. Puterea absorbită de maşină, proporţională cu viteza de sincronism şi cu cuplul electromagnetic, rămâne deasemenea constantă (fig. 7) şi se realizează deci anularea dependenţei puterii faţă de alunecare. In acest caz de reglare, cuplul util al maşinii (cuplul electromagnetic din care se scade — sau se adună — cuplul corespunzător pierderilor electrice şi mecanice în rotor) este deasemenea aproximativ constant; după cum cuplul rezistent (sau motor dacă maşina funcţionează ca generator) este mai mic, egal, sau mai mare decât cuplul util, maşina va accelera, va păstra viteza constantă sau va tinde să se oprească.

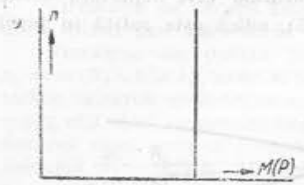


Fig. 7. Anularea dependenţei puterii faţă de alunecare.

3. **Imbunătăţirea factorului de putere.** In cele ce urmează se va presupune că motorul asincron funcţionează la o anumită sarcină constantă, cu un factor de putere $\cos\varphi'$ şi că în circuitul rotorului maşinei asincrone se introduce tensiunea U_r reglabilă ca mărime, însă decalată cu $\frac{\pi}{2}$ înaintea forţei electromotoare secundare E_2' (fig. 8). In această figură, I_2', I_1' şi E_2' sunt valorile iniţiale ale curenţilor şi tensiunilor, iar I_2, I_1 şi E_2 sunt valorile curenţilor şi tensiunilor după ce a fost introdusă în circuit tensiunea reglabilă U_r. In această nouă situaţie curentul rotoric I_2 este în fază cu forţa electromotoare rezultantă $\overline{E_r} = \overline{E_2} + \overline{U_r}$ şi are valoarea $I_2 = E_r/R_2$. Deoarece s'a presupus că sarcina motorului rămâne constantă (cuplul constant) rezultă că componenta curentului I_2, decalată cu $\frac{\pi}{2}$ în urma fluxului rezultant Φ, trebue să fie egală cu curentul I_2'. Triunghiurile formate de vectorii E_r, E_2 şi I_2, I_2' fiind dreptunghice şi având un unghiu comun sunt asemenea şi deci $E_r/I_2 = E_2/I_2' = R_2$; dacă se ţine seama şi de relaţia $E_2'/I_2' = R_2$ se deduce că $E_2 = E_2'$ şi în concluzie se deduce că viteza motorului rămâne neschimbată, dacă bineînţeles se neglijează variaţia rezistenţei circuitului rotoric prin cuplarea în circuit a maşinii auxiliare. Deoarece fluxul şi curentul magnetizant al maşinii trebue să rămână constante, se deduce că, curentul statoric va avea o nouă valoare I_1 determinată de relaţia $\overline{I_1} + \overline{I_2} = \overline{I_\mu}$ = constant. Unghiul de decalaj φ între tensiunea reţelei U şi curentul I_1 este mai mic decât unghiul φ' şi anume este dat de relaţia:

$$\operatorname{tg}\varphi = \operatorname{tg}\varphi' - \frac{U_r}{E_2} \tag{3.1}$$

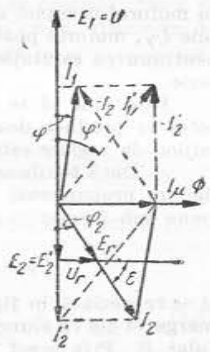


Fig. 8. Diagrama vectorială a motorului asincron neglijând reactanţele de scăpări; îmbunătăţirea factorului de putere.

astfel încât factorul de putere se îmbunătăţeşte. Pentru anumite valori ale tensiunii de reglaj U_r, unghiul de decalaj în stator poate deveni egal cu zero (maşina este complect compensată), iar pentru valori mai mari, decalajul poate deveni capacitiv (maşina este supracompensată). Puterea activă absorbită de motor dela reţea rămâne însă constantă, deoarece componenta activă a curentului statoric I_1 este constantă.

Dacă maşina este supracompensată şi funcţionează în gol (cuplul nul) şi dacă se face abtracţie de pierderile în cupru şi fier, curentul statoric I_1 va fi decalat

cu $\frac{\pi}{2}$ înaintea tensiunii reţelei, astfel încât maşina se comportă ca un condensator; în acest caz ea funcţionează ca generator de putere reactivă.

Variaţia puterii reactive cerute dela reţea prin stator:

$$\Delta Q_1 = U\,(I_1' \sin\varphi' - I_1 \sin\varphi), \tag{3.2}$$

este acoperită de puterea reactivă $Q_r = U_r I_2 \sin\varepsilon$ furnizată de maşina auxiliară. Avantajul folosirii montajului în cascadă pentru furnizarea puterii reactive Q_r prin rotor, în vederea îmbunătăţirii factorului de putere rezultă din următoarele considerente. Puterea relativă absorbită de motor este provocată de oscilaţia energiei electromagnetice W_m înmagazinată în câmpul magnetic al motorului şi este dată de relaţia generală:

$$Q = 2\omega\,(\Sigma W_m - \Sigma W_e);$$

(v. vol. I, Cap. III, § 279). In cazul motorului asincron $\Sigma W_e = 0$ şi $\Sigma W_m = W_m$. Furnizând prin rotor puterea reactivă Q_r, la pulsaţia $s\omega$, această putere reactivă are expresia:

$$Q_r = 2\,s\omega\,W_m. \tag{3.3}$$

Prin aceasta statorul maşinii este descărcat de puterea reactivă:

$$\Delta Q_1 = 2\omega\,W_m. \tag{3.4}$$

In consecinţă:

$$Q_r = s\,\Delta Q_1 \tag{3.5}$$

deci pentru a descărca statorul şi reţeaua de puterea reactivă ΔQ_1, este suficient să se introducă prin rotor o putere reactivă Q_r, care reprezintă numai câteva procente ($s\%$) din puterea ΔQ_1. In aceasta constă marele avantaj al producerii prin rotor a energiei reactive necesară circuitului magnetic şi explicaţia constă în faptul că puterea reactivă (proporţională cu frecvenţa) este furnizată prin rotor la o frecvenţă foarte mică. In acelaşi timp se deduce că puterea reactivă necesară a maşinii auxiliare este mică în comparaţie cu cea a maşinii asincrone.

Din diagramă se deduce că deşi cuplul este constant, prin compensarea puterii reactive, diferitelor valori ale tensiunii de reglaj U_r le corespund diferite valori ale curentului rotoric I_2 şi anume, cu cât compensarea este mai înaintată, cu atât curentul rotoric creşte mai mult, deci $I_2 > I_2'$; dacă însă s'ar considera şi reactanţele de scăpări, curentul I_2' ar fi decalat (cu un unghi mic) în urma forţei electromotoare E_2' aşa încât curentul rotoric minim nu corespunde maşinii necompensate ca în ipoteza de mai sus, ci unei anumite stări de compensare corespunzătoare cazului când curentul I_2 este în fază cu forţa electromotoare E_2. Variaţia pierderilor de putere în rotor $R_2\left(I_2^2 - I_2'^2\right)$ este acoperită de puterea activă $U_r I_2 \cos\varepsilon$ dată de maşina auxiliară; dacă maşina auxiliară primeşte puterea activă necesară dela arborele maşinii asincrone (cazul cuplajului mecanic) atunci maşina asincronă se încarcă şi cu această putere.

4. **Reglarea vitezei şi îmbunătăţirea factorului de putere.** Ori de câte ori este necesar să se execute reglarea vitezei, se caută să se obţină simultan şi îmbunătăţirea factorului de putere. In acest caz, tensiunea de reglaj U_r introdusă în circuit este decalată faţă de forţa electromotoare E_2 cu un unghiu γ cuprins între 0 şi π.

Diagrama de funcţionare în ipoteza cuplului constant este dată în fig. 9; datorită cuplului constant, vârfurile vectorilor I_2, I_2' şi $R_2 I_2$, $R_2 I_2'$ sunt situate pe o dreaptă perpendiculară pe vectorul E_2. In această diagramă s'au considerat atât reactanţele de scăpări cât şi rezistenţa ohmică a bobinajului primar.

Componenta $U_r \cos\gamma$ a tensiunii de reglaj, în fază sau opoziţie de fază cu forţa electromotoare de alunecare E_2', efectuează reglarea vitezei; componenta $U_r \sin\gamma$ decalată cu $\pi/2$ faţă de E_2' efectuează compensarea puterii reactive a maşinii asincrone. In construirea diagramei trebue ţinut seama că datorită variaţiei alunecării, reactanţa de scăpări X_{s2} este diferită de X_{s2}'. Dacă componenta reactivă a curentului I_2 (componenta în fază cu I_μ) este mai mare ca I_μ, curentul I_1 este decalat înaintea forţei contraelectromotoare $-E_1$ şi în consecinţă, factorul de putere este aproape 1 sau chiar capacitiv. Curentul secundar I_2 creşte cu gradul de compensare. La plină sarcină şi compensare la $\cos\varphi = 1$ curentul secundar este cu 3—10% mai mare decât curentul secundar al motorului necompensat, iar la motoare cu factor de putere foarte mic el poate fi chiar cu 50% mai mare. Curentul primar scade la început şi dacă motorul este supracompensat el creşte din nou. Dacă motorul este supracompensat, randamentul său scade deoarece cresc pierderile şi în rotor şi în stator. Atât timp cât nu este supracompensat, deci atât timp cât pierderile în bobinajul statorului scad, randamentul motorului asincron scade totuşi prin compensaţie, însă în măsură foarte mică. Dacă se consideră şi pierderile proprii ale maşinii auxiliare, această scădere este în general egală cu 0—1%.

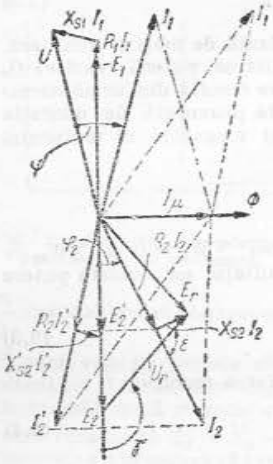


Fig. 9. Diagrama vectorială a motorului asincron; reglarea vitezei şi îmbunătăţirea factorului de putere.

Dacă unghiul γ de decalaj al tensiunii de reglaj este apropiat de $\pi/2$ atunci tensiunea de reglaj produce în principal îmbunătăţirea factorului de putere. In acest caz, puterea aparentă a maşinii auxiliare este în medie de 1 până la 3% din puterea maşinii asincrone. Diferitele maşini auxiliare folosite pentru compensarea puterii reactive se deosebesc prin unghiul γ de decalaj.

α) Compensatorul cu colector cu excitaţie rotorică şi « vibratorul » produc o tensiune U_r decalată cu $\frac{\pi}{2}$ înaintea curentului secundar I_2, valoarea acestei tensiunii depinzând de valoarea curentului I_2. Decalajul între forţa electromotoare de alunecare E_2 şi tensiunea reglabilă U_r nu este constant. Puterea activă a compensatorului $U_r I_2 \cos\varepsilon$ este nulă. Puterea pentru antrenarea compensatorului este egală cu pierderile prin frecări şi pierderile în fierul compensatorului (excepţie face « vibratorul » care nu este antrenat). Pierderile Lenz-Joule în bobinajul rotorului sunt acoperite prin stator. Alunecarea motorului este dată de relaţia:

$$s = \frac{m I_2^2 R_{2t}}{P_{em}},$$

în care R_{2t} este rezistenţa ohmică a întregului circuit rotoric iar, P_{em} este puterea electromagnetică a câmpului învârtitor. Dacă curentul rotoric creşte în urma compensaţiei, atunci alunecarea creşte deasemenea, chiar dacă rezistenţa R_{2t} rămâne constantă.

In acest caz compensarea la mersul în gol este în principiu imposibilă deoarece curentul secundar este nul.

β) Compensatorul cu colector autotexcitat, compensatorul cu colector excitat în derivaţie, convertizorul de frecvenţă şi generatorul polifazat cu colector produc o tensiune care este decalată cu un unghi constant, deobicei egal cu $\pi/2$, faţă de forţa electromotoare de alunecare. Unghiul ε de decalaj între tensiunea de reglaj U_r şi curentul secundar I_2 nu este însă constant.

Tensiunea reglabilă U_r acoperă căderea ohmică de tensiune a componentei reactive a curentului şi căderea inductivă de tensiune a componentei active a curentului, deoarece în acest caz $\left(\text{al decalajului în urmă cu } \frac{\pi}{2}\right)$ există relaţia:

$$U_r = R_2 I_2 \sin\varphi_2 + X_{s2} I_2 \cos\varphi_2 = R_2 I_{2r} + X_{s2} I_{2a}.$$

Dacă se neglijează căderea inductivă $X_{s2} I_{2a}$, care este foarte mică, puterea activă a maşinii auxiliare acoperă pierderile de putere datorite componentei reactive I_{2r}. Pierderile de putere datorite componentei active a curentului sunt acoperite prin stator, ca şi la motorul necompensat. In acest caz de reglare, compensarea energiei reactive nu influenţează viteza motorului, dacă rezistenţa circuitului rotoric este considerată constantă. Compensarea se poate obţine şi la mersul în gol iar maşina asincronă poate funcţiona în acest caz şi ca generator de putere reactivă. Puterea necesară pentru antrenarea acestor maşini auxiliare este egală cu pierderile prin frecări şi cele în fier, majorate cu pierderile datorite componentei reactive a curentului secundar.

Excepţie la această regulă o constitue convertizorul de frecvenţă necompensat la care puterea necesară antrenării este egală numai cu pierderile prin frecări. Dacă unghiul γ nu este egal cu $\pi/2$ se produce din nou o mică variaţie a vitezei motorului.

γ) Compensatorul cu colector excitat în serie produce o tensiune decalată înaintea curentului I_2 cu un unghi constant, mai mic ca $\pi/2$. In acest caz sunt valabile cele arătate la punctul α cu observaţia că compensarea este posibilă şi la mersul în gol, producându-se simultan şi o uşoară scădere a vitezei.

Dacă tensiunea de reglaj U_r este decalată faţă de forţa electromotoare de alunecare cu un unghi apropiat de 0 sau de π, atunci ea produce în principal reglarea vitezei motorului asincron dar şi îmbunătăţirea factorului de putere în limite largi.

Diagrama de funcţionare în cazul reglării vitezei în domeniul subsincron este identică cu cea arătată în fig. 9. In cazul reglării vitezei în domeniul suprasincron, diagrama de funcţionare se modifică în sensul că forţa electromotoare de alunecare este decalaită cu $\pi/2$ înaintea fluxului inductor (deci rotită cu π faţă de forţa electromotoare E_2 din fig 9), iar reactanţa de scăpări X_{s2} a rotorului devenind negativă, căderea inductivă de tensiune $X_{s2} I_2$ este decalată cu $\pi/2$ în urma căderii ohmice $I_2 R_2$. Deoarece prin reglajul vitezei se pot atinge alunecări mari, reactanţa de scăpări a rotorului nu poate fi în general neglijată. Deşi maşinile auxiliare folosite pentru asemenea montaje au o construcţie grea şi un cost ridicat, acest desavantaj este micşorat de faptul că ele sunt dimensionate numai pentru o parte din puterea motorului asincron şi anume, aproximativ pentru o putere:

$$S_a = (1{,}1 \ldots 1{,}3)\, S s_M.$$

In această relaţie S_a este puterea aparentă a maşinii auxiliare, S — puterea aparentă a maşinei asincrone, iar s_M — alunecarea maximă cerută de domeniul de reglaj.

Randamentul motorului asincron cuplat în cascadă pentru reglajul vitezei este mai bun decât al maşinilor cu colector. Deoarece asemenea cascade sunt constituite din cel puţin două maşini, ele nu se construesc decât pentru puteri care depăşesc 100—200 kW.

In cazul reglării vitezei puterea cu care se poate încărca maşina asincronă la o anumită turaţie, comparată cu puterea sa nominală la turaţia sincronă, depinde de modul cum este făcut cuplajul între maşina asincronă şi maşina auxiliară. Puterea fiind limitată de faptul că în întregul domeniu de reglaj temperatura nu trebue să depăşească o anumită valoare, făcând abstracţie de înrăutăţirea ventilaţiei proprii la viteze mici, se deduce că curentul nu trebue să depăşească o valoare deasemenea maximă. In cazul cuplajului mecanic (direct) dacă se face abstracţie de pierderi, puterea mecanică la arborele maşinii asincrone este egală cu puterea primită sau cedată de reţea; motorul poate fi solicitat în întregul domeniu de reglaj cu puterea sa nominală. In cazul cuplajului electric (maşina auxiliară este cuplată cu o altă maşină funcţionând ca motor sau generator pe reţea) puterea mecanică la arborele maşinii asincrone corespunde numai cuplului propriu produs, nu şi puterii primite sau cedate maşinii auxiliare. In acest caz, curentului maxim admis în întreg domeniul de reglaj îi corespunde un cuplu deasemenea maxim în întreg acest domeniu. In consecinţă, puterea cu care poate fi încărcată maşina asincronă în cazul cuplajului electric este proporţională cu viteza, deci la viteze subsincrone ea este mai mică decât puterea nominală corespunzătoare funcţionării cu viteza de sincronism, iar la viteze suprasincrone ea este mai mare decât această putere. Pentru viteze subsincrone maşina asincronă cuplată mecanic cu maşina auxiliară se poate încărca mai mult decât maşina cuplată electric, iar pentru viteze suprasincrone, maşina cuplată mecanic se poate încărca mai puţin decât cea cuplată electric.

5. Bilanţul energetic, circulaţia puterilor şi a pierderilor de putere în cascadă, la funcţionarea cu viteză subsincronă şi suprasincronă. Circulaţia puterii şi pierderile în cascadă depind de modul cum este făcut cuplajul între maşina asincronă şi maşina auxiliară precum şi de viteza maşinii asincrone în comparaţie cu viteza sa de sincronism.

In cele ce urmează se notează:

P_a — puterea absorbită dela reţea de întregul agregat montat în cascadă;
P_1 — puterea la bornele bobinajului primar al maşinii asincrone;
P_{em} — puterea electrică transmisă dela stator la rotorul maşinii asincrone, prin intermediul câmpului învârtitor;
P_2 — puterea corespunzătoare cuplului electromagnetic produs de maşina asincronă;
P_s — puterea corespunzătoare alunecării;
P_c — puterea desvoltată la axul agregatului numai de către maşina asincronă, egală cu puterea utilă a acestei maşini numai în cazul cuplajului electric;
P_u — puterea mecanică la arborele agregatului, produsă de maşina asincronă şi de maşina auxiliară;
P_{r1} — puterea electrică transmisă prin inele între maşina asincronă şi maşina auxiliară;
P_{r2} — puterea electrică transmisă direct între reţea şi maşina auxiliară sau puterea mecanică între axul motorului şi maşina auxiliară;
p_1 — pierderile de putere în bobinajul statoric şi pierderile în fierul activ al maşinii asincrone;
p_2 — pierderile în bobinajul rotorului maşinii asincrone;
p_m — pierderile de putere mecanică şi pierderile suplimentare în fierul activ al maşinii asincrone;
p_r — pierderile de putere în maşina auxiliară.

α) *Cazul cuplajului electric.* In fig. 10 *a* şi 11 *a* este reprezentat schematic cuplajul electric în cascadă, iar în fig. 10 *b* şi 11 *b* este reprezentat bilanţul energetic în cazul funcţionării subsincrone şi suprasincrone. Considerând mai întâi cazul funcţionării subsincrone se constată că puterea electrică la bornele maşinii asincrone este egală cu puterea electrică primită dela reţea de către întregul agregat însumată cu puterea primită dela grupul de reglaj. In consecinţă:

$$P_1 = P_a + P_{r2}. \tag{5.1}$$

Această putere acoperă pierderile de putere p_1 în bobinajul statorului şi în fierul maşinii asincrone, iar restul reprezintă puterea P_{em} cedată rotorului prin intermediul câmpului învârtitor. Această putere este transformată parţial în putere mecanică P_2 reprezintând produsul între cuplul electromagnetic şi viteza unghiulară a rotorului, iar restul reprezintă puterea de alunecare $P_s = sP_{em}$ şi deci:

$$P_{em} = P_1 - p_1 = P_2 + P_s. \tag{5.2}$$

In cazul considerat al cuplajului electric, puterea mecanică la arborele maşinii asincrone este identică cu puterea produsă de întregul agregat $P_c = P_u$ şi este egală cu puterea P_2 din care se scad pierderile mecanice precum şi pierderile suplimentare în fier, aşa încât:

$$P_u = P_c = P_2 - p_m. \tag{5.3}$$

Puterea de alunecare P_s acoperă pierderile de putere p_2 în bobinajul rotorului maşinii asincrone, iar restul P_{r1} este cedat maşinei auxiliare:

$$P_s = P_{r1} + p_2. \tag{5.4}$$

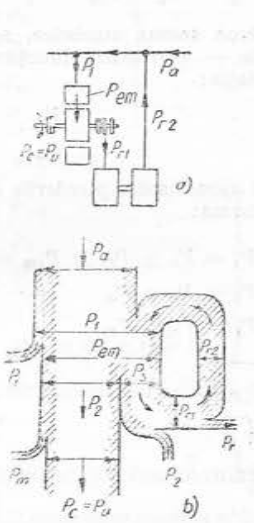


Fig. 10. Bilanţul energetic în cazul cuplajului electric între maşina asincronă şi grupul de reglaj, pentru funcţionarea subsincronă.

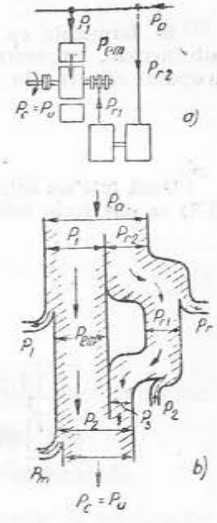


Fig. 11. Bilanţul energetic în cazul cuplajului electric între maşina asincronă şi grupul de reglaj, pentru funcţionarea suprasincronă.

Puterea primită de maşina auxiliară din rotorul maşinii asincrone acoperă pierderile de putere p_r în această maşină, iar restul este restituit reţelei:

$$P_{r2} = P_{r1} - p_r. \tag{5.5}$$

Considerând acum şi cazul funcţionării suprasincrone, se constată că în circuitul de reglaj circulaţia de putere se schimbă în sensul că puterea P_{r2} absorbită dela reţea, acoperă pierderile de putere în grupul de reglaj, iar restul este cedat rotorului. Relaţiile de mai sus devin în acest caz:

$$\begin{aligned} P_1 &= P_a - P_{r2} \\ P_{em} &= P_1 - p_1 = P_2 - P_s \\ P_u &= P_c = P_2 - p_m \\ P_s &= P_{r1} - p_2 \\ P_{r2} &= P_{r1} + p_r \end{aligned} \tag{5.6}$$

Considerând simultan atât cazul funcţionării cu viteza subsincronă cât şi suprasincronă, se constată că formulele (5.1), (5.2), (5.3), (5.4), (5.5), (5.6) pot fi scrise sub forma generală:

$$\left.\begin{aligned} P_1 &= P_a \pm P_{r2} = P_{em} + p_1 \\ P_{em} &= P_2 \pm P_s \\ P_s &= P_{r1} \pm p_2 \\ P_{r1} &= P_{r2} \pm p_r \\ P_u &= P_2 - p_m = P_c \end{aligned}\right\} \tag{5.7}$$

In formulele cu două semne algebrice, semnele + corespund funcţionării subsincrone, iar semnele — corespund funcţionării suprasincrone. Randamentul grupului rezultă din relaţia:

$$\eta = \frac{P_u}{P_a}. \tag{5.8}$$

Dacă într'un calcul aproximativ pierderile de putere pot fi neglijate, relaţiile (5.7) se pot scrie sub forma:

$$\left.\begin{aligned} P_1 &= P_a \pm P_{r2} = P_{em} = P_2 \pm P_s \\ P_2 &= P_c = P_u \\ P_s &= P_{r1} = P_{r2} \end{aligned}\right\} \tag{5.9}$$

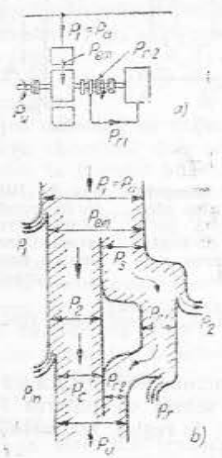


Fig. 12. Bilanţul energetic în cazul cuplajului mecanic între maşina asincronă şi grupul de reglaj, pentru funcţionarea subsincronă.

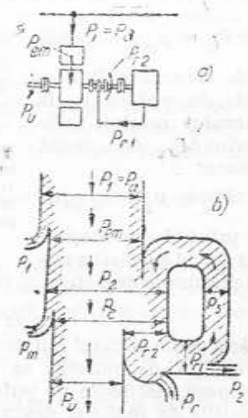


Fig. 13. Bilanţul energetic în cazul cuplajului mecanic între maşina asincronă şi grupul de reglaj, pentru funcţionarea suprasincronă.

β) *Cazul cuplajului mecanic.* In figurile 12 *a* şi 13 *a* este reprezentat schematic cuplajul mecanic în cascadă, iar în figurile 12 *b* şi 13 *b* este reprezentat bilanţul

energetic în cazul funcţionării subsincrone şi suprasincrone. Deşi în fond circulaţia puterilor este deosebită de cea din cazul precedent, trebue însă observat că bilanţul energetic în cazul cuplajului mecanic la funcţionare subsincronă este asemănător sub toate raporturile cu bilanţul energetic în cazul cuplajului electric la funcţionare suprasincronă şi invers.

Ca şi în cazul precedent se pot stabili relaţiile:

$$\left.\begin{aligned} P_1 &= P_a = P_{em} + p_1 \\ P_{em} &= P_2 \pm P_s \\ P_s &= P_{r1} \pm p_2 \\ P_{r1} &= P_{r2} \pm p_r \\ P_c &= P_2 - p_m \\ P_u &= P_c \pm P_{r2} \end{aligned}\right\} \tag{5.10}$$

iar dacă pierderile de putere pot fi neglijate:

$$\left.\begin{aligned} P_1 &= P_a = P_{em} \\ P_{em} &= P_2 \pm P_s \\ P_s &= P_{r1} = P_{r2} \\ P_c &= P_2 \\ P_u &= P_c \pm P_{r2} = P_2 \pm P_s = P_1 \end{aligned}\right\} \tag{5.11}$$

Aceste relaţii servesc pentru determinarea puterii maşinelor care constituie cascada şi a randamentului.

B. Maşini auxiliare cu colector pentru montaje în cascadă

6. **Generalităţi.** Pentru montajele în cascadă se folosesc atât maşini de construcţie obişnuită (după cum se va indica mai jos) cum şi maşini speciale. Unele maşini auxiliare pot fi folosite exclusiv la îmbunătăţirea factorului de putere, iar altele pot fi folosite atât la îmbunătăţirea factorului de putere cât şi la reglajul vitezei. In sfârşit câteva din aceste maşini auxiliare pot fi folosite în scopuri speciale şi ca generatori de curent alternativ pentru alimentarea unor reţele, sau ca motoare de curent alternativ. In cele ce urmează se vor studia următoarele tipuri de maşini auxiliare [1]).

α) *Maşini auxiliare pentru îmbunătăţirea factorului de putere.*
- Compensatorul cu colector cu excitaţie rotorică (Leblanc).
- Compensatorul cu colector autoexcitant.
- Compensatorul cu colector excitat în derivaţie.

β) *Maşini auxiliare pentru îmbunătăţirea factorului de putere şi reglarea vitezei.*
- Compensatorul cu colector excitat în serie.
- Generatorul polifazat cu colector.
- Convertizorul de frecvenţă.

Maşinile auxiliare folosite numai pentru îmbunătăţirea factorului de putere au fost denumite din acest motiv maşini compensatoare. La toate aceste maşini

[1]) La noi nu există încă o terminologie consacrată pentru aceste tipuri de maşini. Denumirile adoptate au fost alese ţinând seama de terminologia folosită mai des în stăinătate şi de corespondenţa în limba română a funcţiunilor caracteristice a acestor maşini.

Considerând simultan atât cazul funcţionării cu viteza subsincronă cât şi suprasincronă, se constată că formulele (5.1), (5.2), (5.3), (5.4), (5.5), (5.6) pot fi scrise sub forma generală:

$$\left.\begin{aligned} P_1 &= P_a \pm P_{r2} = P_{em} + p_1 \\ P_{em} &= P_2 \pm P_s \\ P_s &= P_{r1} \pm p_2 \\ P_{r1} &= P_{r2} \pm p_r \\ P_u &= P_2 - p_m = P_c \end{aligned}\right\} \quad (5.7)$$

In formulele cu două semne algebrice, semnele + corespund funcţionării subsincrone, iar semnele — corespund funcţionării suprasincrone. Randamentul grupului rezultă din relaţia:

$$\eta = \frac{P_u}{P_a}. \quad (5.8)$$

Dacă într'un calcul aproximativ pierderile de putere pot fi neglijate, relaţiile (5.7) se pot scrie sub forma:

$$\left.\begin{aligned} P_1 &= P_a \pm P_{r2} = P_{em} = P_2 \pm P_s \\ P_2 &= P_c = P_u \\ P_s &= P_{r1} = P_{r2} \end{aligned}\right\} \quad (5.9)$$

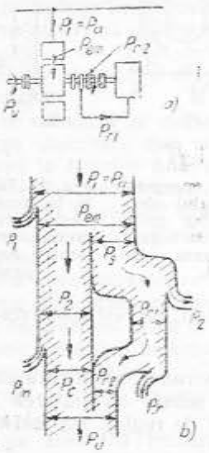


Fig. 12. Bilanţul energetic în cazul cuplajului mecanic între maşina asincronă şi grupul de reglaj, pentru funcţionarea subsincronă.

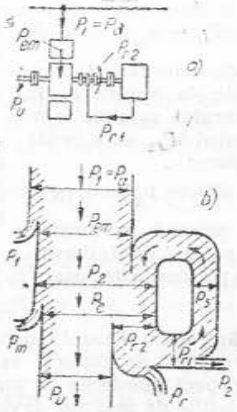


Fig. 13. Bilanţul energetic în cazul cuplajului mecanic între maşina asincronă şi grupul de reglaj, pentru funcţionarea suprasincronă.

β) *Cazul cuplajului mecanic.* In figurile 12 *a* şi 13 *a* este reprezentat schematic cuplajul mecanic în cascadă, iar în figurile 12 *b* şi 13 *b* este reprezentat bilanţul

energetic în cazul funcţionării subsincrone şi suprasincrone. Deşi în fond circulaţia puterilor este deosebită de cea din cazul precedent, trebue însă observat că bilanţul energetic în cazul cuplajului mecanic la funcţionare subsincronă este asemănător sub toate raporturile cu bilanţul energetic în cazul cuplajului electric la funcţionare suprasincronă şi invers.

Ca şi în cazul precedent se pot stabili relaţiile:

$$\left.\begin{aligned} P_1 &= P_a = P_{em} + p_1 \\ P_{em} &= P_2 \pm P_s \\ P_s &= P_{r1} \pm p_2 \\ P_{r1} &= P_{r2} \pm p_r \\ P_c &= P_2 - p_m \\ P_u &= P_s \pm P_{r2} \end{aligned}\right\} \quad (5.10)$$

iar dacă pierderile de putere pot fi neglijate:

$$\left.\begin{aligned} P_1 &= P_a = P_{em} \\ P_{em} &= P_2 \pm P_s \\ P_s &= P_{r1} = P_{r2} \\ P_c &= P_2 \\ P_u &= P_c \pm P_{r2} = P_2 \pm P_s = P_1 \end{aligned}\right\} \quad (5.11)$$

Aceste relaţii servesc pentru determinarea puterii maşinelor care constituie cascada şi a randamentului.

B. Maşini auxiliare cu colector pentru montaje în cascadă

6. **Generalităţi.** Pentru montajele în cascadă se folosesc atât maşini de construcţie obişnuită (după cum se va indica mai jos) cum şi maşini speciale. Unele maşini auxiliare pot fi folosite exclusiv la îmbunătăţirea factorului de putere, iar altele pot fi folosite atât la îmbunătăţirea factorului de putere cât şi la reglajul vitezei. In sfârşit câteva din aceste maşini auxiliare pot fi folosite în scopuri speciale şi ca generatori de curent alternativ pentru alimentarea unor reţele, sau ca motoare de curent alternativ. In cele ce urmează se vor studia următoarele tipuri de maşini auxiliare [1]).

α) *Maşini auxiliare pentru îmbunătăţirea factorului de putere.*
- Compensatorul cu colector cu excitaţie rotorică (Leblanc).
- Compensatorul cu colector autoexcitant.
- Compensatorul cu colector excitat în derivaţie.

β) *Maşini auxiliare pentru îmbunătăţirea factorului de putere şi reglarea vitezei.*
- Compensatorul cu colector excitat în serie.
- Generatorul polifazat cu colector.
- Convertizorul de frecvenţă.

Maşinile auxiliare folosite numai pentru îmbunătăţirea factorului de putere au fost denumite din acest motiv maşini compensatoare. La toate aceste maşini

[1]) La noi nu există încă o terminologie consacrată pentru aceste tipuri de maşini. Denumirile adoptate au fost alese ţinând seama de terminologia folosită mai des în străinătate şi de corespondenţa în limba română a funcţiunilor caracteristice a acestor maşini.

rotorul funcţionează cu o viteză mult suprasincronă faţă de câmpul lor învârtitor şi datorită acestui fapt se comportă, după cum se va arăta, ca reactanţe capacitive.

Maşina auxiliară cu excitaţie serie, deşi este folosită mai mult pentru reglarea vitezei, a fost denumită maşină compensatoare deoarece funcţionează pe acelaşi principiu ca mai sus.

Generatorii sincroni sau asincroni produc forţe electromotoare depinzând de frecvenţă printr'o relaţie de proporţionalitate. In anumite cazuri este necesar ca forţa electromotoare produsă de generator să fie independentă de frecvenţă sau între aceste două mărimi să existe o altă relaţie, pentru a se obţine noi caracteristice de funcţionare. In acest scop se folosesc generatori polifazaţi cu colector. Aceşti generatori au bobinaj de compensaţie şi excitaţie statorică. Se deosebesc următoarele variante de generatori polifazaţi cu colector:

— Generatorul polifazat cu colector şi poli înecaţi.

— Generatorul polifazat cu colector şi excitaţie pe principiu de rezonanţă, folosit exclusiv ca generator şi nu ca maşină auxiliară pentru montaje în cascadă.

— Pentru îmbunătăţirea condiţiilor de comutaţie la generatorii polifazaţi precedenţi, când aceştia se execută pentru puteri mari ca generator, motor sau maşină auxiliară, se foloseşte o construcţie specială cu poli de comutaţie şi poli principali aparenţi denumită în cele ce urmează maşină polifazată cu colector şi poli aparenţi (Lydall-Scherbius).

7. Compensatorul cu colector cu excitaţie rotorică. Compensatorul cu colector cu excitaţie rotorică, este o maşină constituită dintr'un rotor cu colector şi dintr'un stator executat din tole fără bobinaje, şi care serveşte numai pentru ca să complecteze circuitul magnetic al fluxului produs de bobinajul rotorului (fig. 14 a).

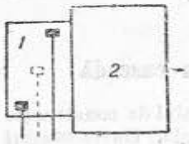


Fig. 14 a. Compensatorul cu colector cu excitaţie directă:
1 — rotor cu colector;
2 — stator fără bobinaj.

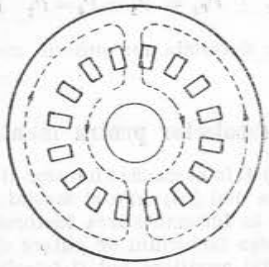


Fig. 14 b. Tola rotorului compensatorului cu colector cu excitaţie directă, fără stator.

In cele mai multe construcţii, statorul compensatorului este complect suprimat. In acest caz, rotorul se execută cu un diametru mai mare iar bobinajul său este aşezat în crestături închise (fig. 14 b). Fluxul de excitaţie se închide prin coroana continuă rămasă între periferia rotorului şi crestături.

Colectorul este prevăzut cu un sistem de perii trifazate (pe perechea de poli) decalate la 120° şi prin aceste perii este legat la inelele colectoare ale maşinii asincrone montată în cascadă cu compensatorul (fig. 27). După cum se vede din această figură, motorul asincron este legat cu compensatorul numai prin legătura efectuată între inele şi colector, iar rotorul compensatorului este antrenat de un motor auxiliar cu viteză reglabilă. Principiul de funcţionare al compensatorului cu colector cu excitaţie rotorică este bazat pe consideraţiile următoare.

Curenţii trifazaţi din rotorul maşinii asincrone, având frecvenţa sf a alunecării s, parcurg rotorul compensatorului şi produc un câmp învârtitor având faţă de statorul său o viteză de rotaţie $n_{sc} = \frac{60 f s}{p_c}$ independentă de viteza rotorului.

In această formulă f este frecvenţa reţelei de alimentare a motorului asincron, s-alunecarea acestui motor şi p_c—numărul perechilor de poli ai compensatorului.

La o frecvenţă $f = 50$ Hz şi o alunecare $s = 2\%$, pentru $p_c = 3$ ar corespunde pentru câmpul învârtitor al compensatorului o viteză de 20 rot/min.

Dacă rotorul compensatorului stă pe loc, câmpul învârtitor produs are aceeaşi viteză n_{sc} şi faţă de bobinajul rotoric al compensatorului astfel încât se induce în acest bobinaj o forţă electromotoare de frecvenţa alunecării sf şi care este decalată cu $\frac{\pi}{2}$ în urmă faţă de flux şi prin aceasta decalată tot cu $\frac{\pi}{2}$ în urmă faţă de curentul din rotorul maşinii asincrone.

In consecinţă, dacă rotorul stă pe loc şi dacă se face abstracţie de rezistenţa ohmică, compensatorul se comportă ca o inductanţă montată în serie cu rotorul maşinii asincrone.

Dacă rotorul compensatorului este antrenat de motorul auxiliar cu viteza n_c, în acelaşi sens cu câmpul învârtitor, atunci viteza de rotaţie a câmpului învârtitor faţă de rotor se micşorează şi devine $n_{sc} - n_c$, aşa încât atunci când viteza rotorului este egală cu a câmpului învârtitor, bobinajele rotorului nu mai sunt tăiate de flux şi nu se mai induce nicio forţă electromotoare. In acest caz, compensatorul se comportă ca o rezistenţă ohmică legată la inelele motorului asincron. Dacă rotorul compensatorului este antrenat în acelaşi sens cu câmpul său învârtitor, dar cu o viteză mai mare decât a câmpului învârtitor (deci la suprasincronism), în bobinajul compensatorului se induce din nou o forţă electromotoare însă de sens contrar cu aceea indusă la subsincronism, deoarece şi viteza relativă a fluxului învârtitor în raport cu bobinajul rotoric şi-a schimbat sensul.

In consecinţă, rotorul cu colector al compensatorului antrenat la suprasincronism în direcţia câmpului învârtitor determină producerea unei forţe electromotoare de aceeaşi frecvenţă cu a curentului rotoric al motorului asincron, dar decalată cu $\frac{\pi}{2}$ înainte faţă de acesta, astfel încât se comportă ca o inductanţă negativă adică o reactanţă capacitivă. Cum forţa electromotoare de alunecare a motorului asincron pentru alunecări mici se poate considera în fază cu curentul, forţa electromotoare a compensatorului, aplicată la inele, va fi decalată aproape cu $\frac{\pi}{2}$ faţă de aceasta, determinând o decalare înainte a curentului rotoric din maşina asincronă şi producând astfel îmbunătăţirea factorului de putere (a se vedea punctul 3).

Deoarece fluxul inductor al compensatorului este produs de curentul rotoric al maşinii asincrone, la mersul în gol teoretic al acesteia, fluxul compensatorului este nul, aşa încât în acest caz compensatorul devine inactiv, adică nu mai produce forţa electromotoare de compensare. Acest desavantaj persistă şi pentru sarcini mici, însă în mai mică măsură.

Prin variaţia vitezei rotorului compensatorului, se poate regla valoarea forţei electromotoare a compensatorului în limite largi, după necesităţile de compensare ale motorului asincron, cu condiţia ca viteza lui de rotaţie să rămână în permanenţă suprasincronă.

După cum s'a văzut însă mai sus, câmpul învârtitor al compensatorului are o viteză relativ mică, 20—40 rot/min. Din punct de vedere al funcţionării, este necesar ca viteza compensatorului să fie suprasincronă, însă din punct de vedere al comutaţiei ar fi de dorit ca sincronismul să nu fie depăşit cu mult; construirea compensatorului pentru turaţii suprasincrone mici ar conduce însă la o maşină de dimensiuni mari, aşa încât ea se construeşte pentru viteze suprasincrone ridicate, în jurul a 1 000—1 500 rot/min.

Ca şi la motoarele cu colector trifazate, funcţionarea la o astfel de viteză conduce la condiţii defavorabile din punct de vedere al comutaţiei, astfel încât

forţa electromotoare indusă de câmpul învârtitor în spirele scurtcircuitate de periu trebue să depăşească 2 V. Condiţiile grele în care se efectuează comutaţia conduc însă la dimensiuni relativ mari pentru colector.

Pentru îmbunătăţirea comutaţiei, la unităţi de putere mare se pot prevedea şi crestături sau poli de comutaţie, în care caz este necesar ca compensatorul să aibă şi stator.

8. **Compensatorul cu colector autoexcitat.** Compensatorul cu colector autoexcitat este asemănător cu compensatorul cu excitaţie rotorică dar are totdeauna un stator prevăzut cu un bobinaj închis în scurtcircuit, sau chiar o colivie (fig. 15).

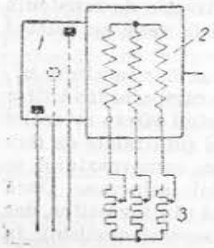


Fig. 15. Compensatorul cu colector autoexcitat:
1 — rotor cu colector;
2 — stator cu bobinaj în scurt circuit;
3 — rezistenţă reglabilă.

O astfel de maşină antrenată cu o anumită viteză de rotaţie poate funcţiona ca generator autoexcitat cu o frecvenţă redusă, autoexcitaţia producându-se în condiţii care depind de saturaţie, de rezistenţă ohmică şi de reactanţele statorului şi rotorului. Faza tensiunii U_r depinde de condiţiile particulare de construcţie ale compensatorului (punctul 17).

Montat în cascadă cu o maşină asincronă compensatorul funcţionează ca şi compensatorul cu excitaţie rotorică, producând o forţă electromotoare având frecvenţa de alunecare a maşinii asincrone.

Datorită fenomenului de autoexcitaţie, spre deosebire de compensatorul cu colector cu excitaţie rotorică, compensatorul autoexcitat este capabil de a produce îmbunătăţirea factorului de putere şi la sarcini mici.

Variaţia mărimii tensiunii la colector poate fi obţinută sau prin variaţia vitezei rotorului ca şi la compensatorul cu excitaţie rotorică, sau prin variaţia inductanţei mutuale dintre rotor şi stator, variaţie ce se obţine printr'o deplasare axială a rotorului faţă de stator.

Condiţiile de comutaţie sunt mai favorabile decât la compensatorul cu colector cu excitaţie rotorică, din cauza efectului compensator, produs de bobinajul statoric legat în scurtcircuit.

9. **Compensatorul cu colector excitat în serie.** Compensatorul excitat în serie are aceeaşi construcţie şi aceleaşi conexiuni ca şi motorul cu colector trifazat serie (fig. 16).

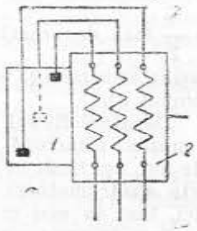


Fig. 16. Compensatorul cu colector excitat în serie:
1 — rotor cu colector;
2 — stator cu bobinaj de excitaţie serie.

Circuitul statoric de excitaţie fiind alimentat dela inelele motorului asincron, curentul de excitaţie are frecvenţa de alunecare şi în consecinţă, tensiunea obţinută la colector are deasemenea frecvenţa de alunecare.

Pentru a produce o tensiune decalată înaintea curentului, rotorul este antrenat cu ajutorul unui motor, la o viteză care în raport cu frecvenţa curenţilor de excitaţie este mult suprasincronă şi deci condiţiile de comutaţie sunt asemănătoare cu acelea ale compensatorului cu excitaţie rotorică.

Mărimea tensiunii de compensaţie obţinută la colector poate fi reglată prin variaţia vitezei de rotaţie, iar în anumite cazuri şi prin decalarea periilor (§ 25 α).

Decalajul acestei tensiuni faţă de curentul din rotorul maşinii asincrone este condiţionat de poziţia periilor pe colector.

10. **Compensatorul cu colector excitat în derivaţie.** Compensatorul excitat în derivaţie are aceeaşi construcţie ca şi motorul cu colector trifazat derivaţie cu alimentare statorică, iar conexiunile sale sunt făcute ca în fig. 17. Ca şi la compensatorul serie, circuitul statoric de excitaţie fiind alimentat cu curent de frecvenţa alunecării, tensiunea obţinută la colector are deasemenea frecvenţa alunecării. Reglajul mărimii tensiunii la colector poate fi obţinut atât prin variaţia vitezei rotorului cât şi prin variaţia unor rezistenţe intercalate în circuitul statoric de excitaţie. Reglajul fazei tensiunii obţinute la colector se face fie prin decalarea periilor, fie printr'un montaj corespunzător al bobinajului de excitaţie.

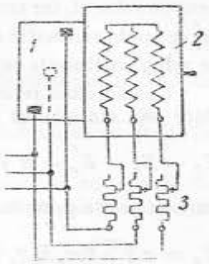


Fig. 17. Compensatorul cu colector excitat în derivaţie:
1 — rotor cu colector;
2 — stator cu bobinaj de excitaţie derivaţie;
3 — reostat de reglaj.

11. **Generatorul polifazat cu colector şi poli înecaţi** este constituit dintr'un stator identic cu al motorului asincron şi un rotor cu colector. Excitaţia maşinii este produsă de o sursă deasemenea polifazată a cărei frecvenţă determină şi frecvenţa forţelor electromotoare produse de generator. Maşina are în stator două bobinaje independente: bobinajul de excitaţie w_1, legat în stea sau în triunghi şi bobinajul de compensaţie w_s, legat la periile colectorului, fiind astfel legat în serie cu bobinajul w_r al rotorului (fig. 18 *a*). In unele construcţii bobinajul de excitaţie w_1 poate fi desfăcut şi legat la aceleaşi borne cu bobinajul de compensaţie (fig. 18 *b*).

In cele ce urmează se va presupune mai întâi rotorul în repaus. Bobinajul de excitaţie w_1 produce un flux Φ învârtitor, care induce în bobinajele w_1, w_s, w_r forţele electromotoare:

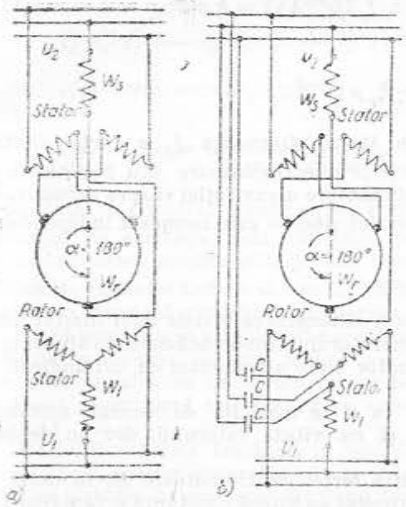


Fig. 18. Generatorul polifazat cu colector, şi poli înecaţi: w_1 — bobinaj de excitaţie; w_r — bobinaj rotoric; w_r — bobinaj de compensaţie; U_1 — sursă de excitaţie.

$$E_1 = \pi \sqrt{2}\, f\, w_1\, \xi_1\, \Phi\, 10^{-8} \text{ [V]},$$

$$E_s = \pi \sqrt{2}\, f\, w_s\, \xi_s\, \Phi\, 10^{-8} \text{ [V]}$$

$$E_r = \pi \sqrt{2}\, f w_r\, \xi_r\, \Phi\, 10^{-8} \text{ [V]} \quad (11.1)$$

în care f este frecvenţa curenţilor de excitaţie, iar w şi ξ sunt respectiv numărul de spire şi factorul de bobinaj al bobinajelor.

Prin decalarea periilor pe colector, ca şi la motorul trifazat serie, forţele electromotoare E_s şi E_r pot fi aduse în opoziţie de fază, aceasta fiind poziţia de lucru a periilor. La bornele secundare ale maşinii se va obţine o forţă electromotoare:

$$E_{s2} = E_s - E_r = \pi \sqrt{2}\, f\, \Phi\, (w_s\, \xi_s - w_r\, \xi_r)\, 10^{-8} \text{ [V]}, \quad (11.2)$$

care, producându-se pe cale statică ca într'un regulator de inducţie, este notată cu E_{s2}.

Dacă rotorul se învârteşte cu o viteză n (rot/min), la perii se va obţine o forţă electromotoare:

$$E_r' = \pi \sqrt{2}\, \Phi\, w_r\, \xi_r\, (\pm f - f_r)\, 10^{-8} \text{ [V]} \quad (11.3)$$

în care prin $f_r = \frac{pn}{60}$ s'a notat frecvenţa mecanică de rotaţie a rotorului. Semnul + pentru frecvenţa f corespunde cazului când fluxul Φ se învârteşte în acelaşi sens cu rotorul, iar semnul — în caz contrar. In primul caz, dacă $f - f_r > 0$, atunci E_r' se scade aritmetic din E_s; dacă $f - f_r = 0$, rezultă $E_r' = 0$, iar dacă $f - f_r < 0$, atunci E_r' se adună aritmetic cu E_s; în al doilea caz E_s se scade aritmetic din E_r'.

Considerând relaţiile (11.1) şi (11.3) se deduce că în acest caz la bornele secundare (ale circuitului principal) ale maşinii se va obţine forţa electromotoare:

$$E_2 = E_s - E_r' = \pi \sqrt{2}\, \Phi\, w_s\, \xi_s (\pm f)\, 10^{-8} - \pi \sqrt{2}\, \Phi\, w_r\, \xi_r (\pm f - f_r)\, 10^{-8} \text{ [V]},$$

care se poate pune încă sub forma:

$$E_2 = \pi \sqrt{2}\, \Phi w_r\, \xi_r\, f_r\, 10^{-8} + \pi \sqrt{2}\, \Phi\, (w_s\, \xi_s - w_r\, \xi_r)\, (\pm f)\, 10^{-8} = E_b \pm E_{s2}. \quad (11.4)$$

Forţa electromotoare E_{s2} din această relaţie are aceeaşi semnificaţie ca mai sus (relaţia 11.2). Dacă maşina este perfect compensată adică numărul efectiv de spire rotorice este egal cu numărul efectiv de spire a bobinajului de compensaţie, $w_s\, \xi_s = w_r\, \xi_r$, atunci $E_{s2} = 0$ şi forţa electromotoare obţinută la bornele secundare are valoarea:

$$E_2 = E_b = \pi \sqrt{2}\, \Phi\, w_r\, \xi_r\, f_r\, 10^{-8} \text{ [V]} = k\, n\, \Phi \quad (11.5)$$

în care:

$$k = \frac{\pi \sqrt{2}}{60}\, w_r\, \xi_r\, p\, 10^{-8}.$$

In cazul maşinilor cu excitaţie prin stator, frecvenţa f_c a forţei electromotoare E_2 este egală cu frecvenţa forţelor electromotoare din bobinajele w_1 şi w_s adică cu frecvenţa f a sursei de alimentare a excitaţiei şi spre deosebire de frecvenţa forţei electromotoare a generatorului sincron este complect independentă de viteza rotorului, adică:

$$f_c = f.$$

Datorită acestui fapt, dacă generatorul alimentează inelele unei maşini asincrone, la care frecvenţa este f_2, excitaţia generatorului trebue deasemenea alimentată cu frecvenţa $f = f_2$, montajul corespunzător fiind asemănător cu cel indicat în fig. 17.

Mărimea forţei electromotoare E_2, ca şi la maşinile de curent continuu, este proporţională cu mărimea fluxului şi cu viteza rotorului, dar nu depinde de frecvenţa curenţilor de excitaţie.

In fig. 19 *a* este reprezentată variaţia forţei electromotoare E_2 în cazul că generatorul cu excitaţie prin stator este antrenat cu viteză constantă şi funcţionează cu flux constant, în funcţie de variaţia frecvenţei curenţilor de excitaţie.

In fig. 19 *b* este reprezentată variaţia aceleiaşi forţe electromotoare în cazul că fluxul nu este constant, dar variază proporţional cu frecvenţa f. In acest caz, conform relaţiei (11.5), forţa electromotoare E_2 variază proporţional cu frecvenţa, deci:

$$E_2 = k\, n\, \Phi = k_1 f.$$

Prin stabilirea altei relaţii între fluxul Φ şi frecvenţele f se pot obţine diferite caracteristice de variaţie a forţei electromotoare.

Puterea activă corespunzătoare cuplului electromagnetic are expresia:

$$P = m\, E_2\, I_2 \cos\varphi_2 = m\, (E_b \pm E_{s2})\, I_2 \cos\varphi_2 = P_b + P_{s2},$$

în care:

I_2 este curentul debitat de generator;

φ_2 — unghiul de decalaj al curentului I_2 faţă de E_2;

P_b — puterea motorului care antrenează generatorul (abstracţie făcând de pierderi), iar

P_{s2} — puterea activă schimbată pe cale statică între bobinajul de excitaţie şi circuitul principal.

Dacă f are semnul + (sensul de rotaţie al câmpului coincide cu sensul de rotaţie al rotorului) pentru $w_s\, \xi_s > w_r\, \xi_r$ puterea P_{s2} este cedată de către bobinajul

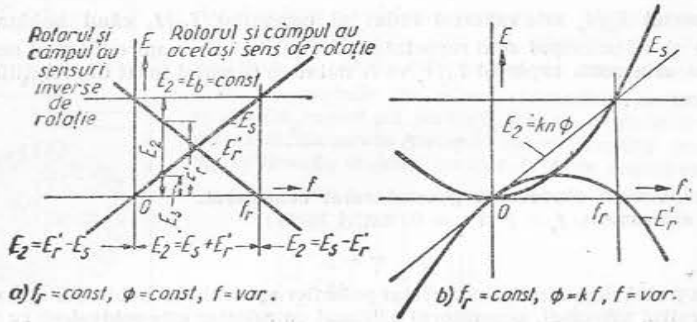


Fig. 19. Forţa electromotoare E_2 a generatorului polifazat cu colector pentru viteza de rotaţie constantă.

de excitaţie în circuitul principal, iar pentru $w_s\, \xi_s < w_r\, \xi_r$ puterea este primită de bobinajul de excitaţie dela circuitul principal; dacă f este negativ, relaţiile se inversează. Dacă maşina este perfect compensată, $P_{s2} = 0$, şi în consecinţă bobinajului de excitaţie trebue să i se furnizeze numai puterea reactivă de magnetizare şi puterea necesară acoperirii pierderilor în bobinajul propriu şi în fier.

Dacă generatorul este folosit numai pentru îmbunătăţirea factorului de putere al maşinii asincrone, puterea activă pe care trebue să o furnizeze generatorul este neînsemnată. In asemenea cazuri bobinajul de compensaţie poate lipsi. In acest caz generatorul este identic cu compensatorul cu colector, excitat în derivaţie (§ 10).

Reglajul mărimii tensiunii la bornele generatorului poate fi obţinut atât prin variaţia vitezei rotorului cât şi prin variaţia unor rezistenţe intercalate în circuitul statoric de excitaţie. Reglajul fazei acestei tensiuni, faţă de faza tensiunii de excitaţie, se poate obţine printr'o execuţie specială sau printr'un montaj corespunzător al bobinajului de excitaţie.

Privitor la puterea aparentă a excitaţiei generatorului, într'o maşină asincronă raportul β între forţa magnetomotoare rezultantă şi forţa magnetomotoare produsă de bobinajul statoric (servind ca bobinaj de excitaţie) are valoarea:

$$\beta = \frac{I_\mu}{I_1} \approx \text{const.}\ \frac{B_\delta\, \delta'}{A\, \tau_p} = 0{,}2 \ldots 0{,}35, \quad (11.6)$$

în care δ' este întrefierul fictiv (care ţine seamă de întreaga reluctanţă a circuitului magnetic), τ_p este pasul polar, B_δ este inducţia în întrefier, iar A este valoarea densităţii liniare a curentului rotoric.

In generatorul polifazat cu colector, raportul între puterea aparentă a bobinajului de excitaţie şi puterea aparentă a bobinajului principal are valoarea:

$$\gamma = \frac{m_1 I_\mu E_1}{m_2 I_2 E_2} = \frac{m_1 I_\mu \pi \sqrt{2}\, \Phi w_1 \xi_1 f}{m_2 I_2 \pi \sqrt{2}\, \Phi w_r \xi_r f_r} = \frac{I_\mu}{I_r} \cdot \frac{f}{f_r}, \tag{11.7}$$

în care:

$$I_r = I_2 \frac{m_2 w_r \xi_r}{m_1 w_1 \xi_1}.$$

Raportul I_μ/I_r este raportul redus al curenţilor I_μ/I_2 când bobinajele de excitaţie şi cel principal sunt raportate la acelaşi număr de spire. In mod analog ca în maşina asincronă, raportul I_μ/I_r va fi notat cu β, astfel încât din relaţiile (11.7) se deduce:

$$\gamma = \beta \frac{f}{f_r} = \frac{\beta}{1 - s}, \tag{11.8}$$

unde s reprezintă alunecarea generatorului considerat.

La sincronism, $f_r = f$ şi $s = 0$, astfel încât:

$$\gamma = \beta,$$

adică din punct de vedere al raportului puterilor aparente în bobinajul de excitaţie şi în circuitul principal, generatorul polifazat cu colector este echivalent cu maşina asincronă.

In montajele în cascadă ale maşinii asincrone cu generatorul polifazat cu colector, frecvenţa la borne este cel mult 25 % din frecvenţa sincronă, $f \approx 0{,}25\, f_r$, astfel încât din relaţiile (11.6) şi (11.8) se deduce:

$$\gamma \cong 0{,}25\, \beta \cong 0{,}25\,(0{,}2 \ldots 0{,}35) \cong 0{,}05 \ldots 0{,}09.$$

12. **Convertizorul de frecvenţă.** Convertizorul de frecvenţă este constituit dintr'un stator şi un rotor. El are pe rotor un bobinaj de curent continuu, legat în acelaşi timp la trei inele şi la colector (fig. 20a). Convertizorul de frecvenţă se construeşte fie compensat fie necompensat. Convertizorul compensat are în stator un bobinaj de compensaţie legat în serie cu periile. Schema simplificată este indicată în fig. 20b.

Convertizorul necompensat nu are bobinaj pe stator (fig. 21). In unele cazuri pe rotor sunt montate două bobinaje distincte, unul în legătură cu periile, altul în legătură cu inelele (ca la motorul cu colector derivaţie, alimentat prin rotor).

Colectorul este prevăzut, fie cu trei perii pe perechea de poli (montaj cu trei perii) fie cu şase perii pe perechea de poli (montaj cu şase perii). In cazul montajului cu şase perii, rotorul maşinii asincrone este prevăzut cu dublu rând de inele colectoare, între aceste inele duble fiind legate fazele rotorului maşinii asincrone; la fiecare grup de trei inele este legată una din garniturile de perii ale convertizorului.

Axa magnetică a bobinajului de compensaţie coincide cu axa periilor, aşa fel încât forţa magnetomotoare a bobinajului de compensaţie să fie de sens contrar cu forţa magnetomotoare a rotorului.

La inelele colectoare se aplică o tensiune de frecvenţă mare şi anume frecvenţa reţelei în cazul când convertizorul de frecvenţă este cuplat mecanic cu maşina asincronă, sau de frecvenţă aproximativ egală cu frecvenţa reţelei (după cum se va arăta în cele ce urmează), dacă convertizorul de frecvenţă este cuplat electric cu maşina asincronă.

Principiul de funcţionare al convertizorului şi modul său de cuplare cu maşina asincronă, sunt explicate mai jos. Se consideră că convertizorul este alimentat la inele cu o frecvenţă f_i, are p_c perechi de poli şi este antrenat cu viteza n_c. Rotorul produce un câmp învârtitor, care faţă de rotor are viteza de sincronism n_{sc}:

$$n_{sc} = \frac{60 f_i}{p_c}. \tag{12.1}$$

Acest câmp învârtitor induce în bobinele rotorului forţe electromotoare care au frecvenţa f_i. Tensiunea obţinută la periile colectorului va avea o frecvenţă f_e care va depinde de viteza câmpului învârtitor în spaţiu (în raport cu periile), deci va depinde de viteza rotorului. Deoarece rotorul convertizorului are viteza n_c, totdeauna de sens contrar faţă de sensul de rotaţie

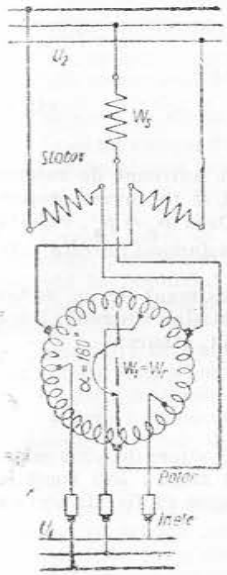


Fig. 20 a Convertizor de frecvenţă compensat: $W_1 = W_r$ — bobinaj rotoric legat la inele şi la colector; W_s — bobinaj de compensaţie.

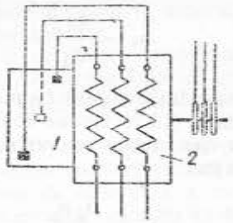


Fig. 20 b. Schema simplificată a convertizorului de frecvenţă compensat: 1 — rotor cu colector şi inele colectoare; 2 — stator cu bobinaj de compensaţie.

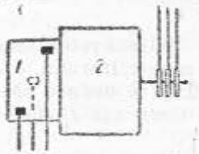


Fig. 21. Convertizor de frecvenţă necompensat: 1 — rotor cu colector şi inele colectoare; 2 — stator nebobinat.

al câmpului învârtitor, viteza câmpului învârtitor faţă de perii este $\pm (n_{sc} - n_c)$. Frecvenţa obţinută la perii este:

$$f_c = \pm f_i \frac{n_{sc} - n_c}{n_{sc}} = f_i s_c, \tag{12.2}$$

deci este proporţională ca frecvenţa f_i la inele şi cu alunecarea s_c a convertizorului. La sincronism, $s_c = 0$, deci convertizorul furnizează curent continuu (redresat).

Colectorul convertizorului de frecvenţă poate fi legat electric cu inelele maşinii asincrone, dacă frecvenţa f_c la colector este egală cu frecvenţa $f_2 = sf$ a alunecării maşinii asincrone, deci dacă:

$$f_2 = f_c. \tag{12.3}$$

Cuplajul mecanic. In ipoteza că frecvenţa f_i la inelele convertizorului este egală cu frecvenţa f a reţelei, condiţia (12.3) este satisfăcută numai dacă convertizorul de frecvenţă este antrenat cu o anumită viteză, n_c. Notând cu n_{sa} viteza de sincronism a maşinii asincrone, cu p_a numărul său de perechi de poli şi cu n_a viteza rotorului său:

$$s = \frac{n_{sa} - n_a}{n_{sa}}; \quad n_{sa} = \frac{60 f}{p_a},$$

condiţia (12.3) conduce la relaţia:

$$\frac{n_c}{n_a} = \frac{p_a}{p_c}. \tag{12.4}$$

In consecinţa este necesar ca rotorul convertizorului să fie antrenat de rotorul maşinii asincrone printr'o transmisie al cărui raport trebuie să fie invers proporţional cu numărul perechilor de poli al celor două maşini. Dacă $p_c = p_a$, rezultă $n_c = n_a$ deci convertizorul trebue cuplat direct cu maşina asincronă; acesta este cazul cel mai frecvent în practică.

Cuplajul electric. Convertizorul de frecvenţă poate fi antrenat de un motor sincron alimentat la rândul său cu aceeaşi frecvenţă f ca şi maşina sincronă. Dacă motorul sincron are acelaşi număr de poli ca şi convertizorul, atunci:

$$n_c = \frac{60 f}{p_c},$$

Viteza rotorului convertizorului trebue să fie mai mare ca viteza de sincronism a convertizorului, deci în relaţia (12.2) trebue luat semnul minus. Din condiţia (12.3) se deduce că în acest caz inelele convertizorului trebue să fie alimentate la frecvenţa f_i dată de relaţia:

$$f_i = \frac{p_a n_a}{60}, \tag{12.5}$$

deci inelele convertizorului trebue să fie alimentate de la un generator sincron cuplat cu rotorul maşinii asincrone. Dacă acest generator are acelaşi număr de poli ca şi maşina asincronă, el trebue cuplat direct cu rotorul maşinii asincrone.

Cuplajul electric al convertizorului de frecvenţă cu maşina asincronă necesită mai multe maşini decât cuplajul mecanic, este mai complicat şi din această cauză este mai puţin folosit.

Dacă rotorul convertizorului de frecvenţă este prevăzut cu un singur bobinaj la care sunt legate atât colectorul cât şi inelele colectoare, aşa cum este cazul de cele mai multe ori în practică, în cazul montajului cu trei perii (dacă se neglijează căderile de tensiune), tensiunea la colector va fi egală cu tensiunea la inelele colectoare ale convertizorului, deoarece numărul de spire efective între două perii este egal cu numărul de spire efective dintre două inele.

Intr'adevăr, cu notaţiile folosite la § 11, se pot scrie relaţiile:

$$E_1 = E_r' = \pi \sqrt{2}\, \Phi\, w_r\, \xi_r\, f_i\, 10^{-8}\ [\mathrm{V}], \tag{12.6}$$

cu deosebirea că E_1 are frecvenţa f_i a excitaţiei, iar E_r' are frecvenţa $f_c = s_c f_i$. Dacă convertizorul nu este compensat, tensiunea U_2 la bornele convertizorului

făcând abstracţie de căderile de tensiune, este chiar E_r', deci este egală cu tensiunea U_1 la inelele convertizorului:

$$U_2 = E_r' = U_1. \tag{12.7}$$

La convertizorul compensat, în bobinajul de compensaţie se induce o f.e.m. E_s:

$$E_s = \pi \sqrt{2}\, \Phi\, w_r\, \xi_r\, f_i\, s_c\, 10^{-8} = E_r' s_c, \tag{12.8}$$

în opoziţie de fază cu E'. Tensiunea la bornele convertizorului va fi:

$$U_2 = E_r' - E_s = E_r'(1 - s_c) = U_1(1 - s_c), \tag{12.9}$$

deci depinde de viteza convertizorului.

In cazul montajului cu şase perii, tensiunea U_2 la borne este de $2/\sqrt{3}$ ori mai mare ca tensiunea la inele. Dacă bobinajul colectorului este separat de bobinajul inelelor, atunci în raportul celor două tensiuni intervine şi raportul numărului de spire al celor două bobinaje.

Convertizorul de frecvenţă este folosit în montajele în cascadă cu maşini asincrone, pentru a produce la colector o tensiune de frecvenţa alunecării, care să fie aplicată la bobinajul rotoric al maşinilor asincrone, prin intermediul inelelor colectoare ale acestui bobinaj, în vederea reglajului vitezei şi compensării puterii reactive.

Decalajul tensiunii la colector în raport cu forţa electromotoare de alunecare din rotorul maşinii asincrone poate fi reglat în general prin trei mijloace:

— prin decalarea periilor pe colector;

— prin introducerea unui decalaj între tensiunea de alimentare a statorului motorului asincron şi cea de alimentare a inelelor convertizorului;

— prin schimbarea poziţiei cuplajului dintre motorul asincron şi convertizorul de frecvenţă.

α) In cele ce urmează se va considera convertizorul de frecvenţă cuplat mecanic cu maşina asincronă, periile convertizorului fiind aşezate într'o anumită poziţie. Intre forţa electromotoare de alunecare a maşinii asincrone şi tensiunea la colectorul convertizorului de frecvenţă va exista un decalaj β depinzând de poziţia periilor pe colector. Dacă se decalează periile colectorului cu unghiul α/p în sensul de rotaţie al câmpului învârtitor al convertizorului, este evident că faza forţei electromotoare de alunecare nu se schimbă, însă tensiunea obţinută la colectorul convertizorului întârzie în timp cu unghiul α, deoarece axa câmpului învârtitor va coincide acum cu axa periilor mai târziu decât în cazul precedent. Unghiul de decalaj între cele două forţe electromotoare va fi egal acum cu $\beta \mp \alpha$, semnul minus corespunzând cazului când forţa electromotoare de alunecare este în urma tensiunii convertizorului, iar semnul plus corespunzând cazului contrar.

β) Deasemenea, se va considera convertizorul de frecvenţă alimentat la inele cu o tensiune de aceeaşi frecvenţă dar decalată cu unghiul α în urma tensiunii de alimentare a statorului maşinii asincrone. Ţinând seama că într'o maşină, axa câmpului învârtitor coincide cu axa fazei în care curentul este maxim, este evident că axa câmpului învârtitor al convertizorului va trece mai târziu prin axa fazei considerate, cu alte cuvinte totul se petrece ca şi când câmpul învârtitor ar fi decalat în spaţiu cu unghiul α/p, în sens contrar cu sensul său de rotaţie. Acest decalaj al câmpului învârtitor este echivalent cu decalarea periilor cu unghiul α/p, în sensul de rotaţie al câmpului învârtitor.

Decalajul de fază între tensiunea aplicată circuitului primar al motorului asincron şi cea aplicată convertizorului se realizează, fie cu ajutorul unui regulator de inducţie montat între reţea şi inelele convertizorului, fie cu ajutorul unui grup

motor-generator de maşini sincrone (de o construcţie specială arătată mai jos) cuplat deasemenea între reţea şi inelele convertizorului.

γ) Dacă pe[illegible]tivă între rotoarele celor două maşini poate fi schimbată, se va considera [illegible]e deplasează rotorul convertizorului faţă de cel al maşinii asincrone, deplasarea fiind făcută în sens contrar cu sensul de rotaţie al câmpului învârtitor în convertizor. Aceeaşi rotaţie o suferă punctele de alimentare prin inele, deci şi fazele convertizorului şi prin aceasta câmpul învârtitor al convertizorului, aşa încât totul se petrece ca şi când periile ar fi fost decalate în acelaşi sens cu câmpul învârtitor.

Toate aceste trei mijloace de reglare al decalajului dintre tensiunea colectorului convertizorului de frecvenţă şi forţa electromotoare de alunecare a maşinii asincrone pot fi aplicate în cazul când convertizorul de frecvenţă nu este compensat. Dacă însă convertizorul are un circuit compensator statoric, decalarea periilor pe colector ar trebui să fie însoţită şi de decalarea circuitului compensator, deci a întregului stator, ceeace ar complica prea mult construcţia. Din această cauză, reglajul fazei tensiunii colectorului prin decalarea periilor nu este folosită la convertizorul de frecvenţă compensat.

Din punct de vedere al comutaţiei, condiţiile de funcţionare ale convertizorului de frecvenţă necompensat sunt defavorabile. Din această cauză tensiunea între lamelele de colector nu trebue să depăşească 2 V.

Convertizorul de frecvenţă compensat are o comportare mai bună din punct de vedere al comutaţiei, deoarece bobinajul de compensaţie reduce atât unda fundamentală cât şi armonicele superioare ale forţei magnetomotoare a rotorului, ambele dăunătoare comutaţiei; armonicele provin fie dela alimentarea prin inelele colectoare fie din rotorul maşinii asincrone. Din această cauză se poate mări tensiunea între lamelele colectorului până la 3 V şi eventual chiar mai mult, dacă se intercalează rezistenţe în legăturile dintre lamelele de colector şi bobinaj. Ca şi la motorul cu colector derivaţie cu alimentare prin rotor, forţa electromotoare statică indusă în spirele scurtcircuitate este independentă de alunecare.

Dacă se produc câmpuri suplimentare în zona de comutaţie cu ajutorul polilor de comutaţie, prin mişcarea de rotaţie a secţiunilor scurtcircuitate în aceste fluxuri, există posibilitatea de a se induce în secţiunile scurtcircuitate forţe electromotoare în opoziţie de fază cu forţa electromotoare statică şi tensiunea de inversare a curentului. Folosirea acestor poli de comutaţie complică mult construcţia, aşa încât deobicei convertizorul nu are poli de comutaţie.

Dacă convertizorul are circuitul periilor deschis, atunci el absoarbe dela reţea numai curentul magnetizant necesar producerii fluxului; acest curent este decalat cu $\frac{\pi}{2}$ în urma tensiunii aplicate inelelor. Valoarea fluxului este constantă, fiind determinată de tensiunea reţelei, ca şi la maşina asincronă sau respectiv la transformatorul static. Dacă circuitul periilor este închis, atunci periile vor fi parcurse de un curent care se închide prin bobinajul rotoric al convertizorului.

Dacă convertizorul este necompensat, în această situaţie el se comportă ca un convertizor de putere electrică (comutatrice sau transformator static), cu precizarea că la convertizorul de frecvenţă raportul frecvenţelor în cele două circuite poate fi variat după voie.

Intr'adevăr, curentul la perii produce o forţă magnetomotoare suplimentară care trebue să fie echilibrată de o altă forţă magnetomotoare produsă de un curent corespunzător absorbit la inele, pentru ca astfel forţa magnetomotoare rezultantă şi deci fluxul convertizorului să rămână neschimbat, adică să-şi păstreze valoarea corespunzătoare tensiunii aplicate la inele. Curentul la inele este luat dela reţea ca un curent de sarcină în mod suplimentar faţă de curentul magnetizant şi este decalat faţă de tensiunea aplicată la inele cu acelaşi unghi cu care este decalat

curentul la colector faţă de tensiunea la colector. Raportul celor doi curenţi depinde însă de montaj; la montajul cu trei perii, curentul de sarcină la inele este egal cu curentul la colector, iar la montajul cu şase perii el este de două ori mai mare. In consecinţă între bobinajul inelelor (de excitaţie) şi cel al colectorului (principal), are loc un transfer de putere pe cale statică, după cum s'a menţionat la § 11 în cazul compensaţiei imperfecte.

Curentul magnetizant la inele, decalat cu $\frac{\pi}{2}$ în urma tensiunii reţelei, se compune vectorial cu curentul de sarcină, determinând valoarea curentului total absorbit dela reţea. Puterea primită la inele fiind egală cu puterea cedată la colector la care se adaugă pierderile proprii, făcând abstracţie de diferenţa de frecvenţă între inele şi colector, convertizorul de frecvenţă necompensat se comportă într'adevăr ca un transformator.

La antrenarea convertizorului de frecvenţă necompensat nu este deci necesară decât puterea corespunzătoare acoperirii pierderilor mecanice. Dacă convertizorul are un singur bobinaj, pierderile în cupru sunt mai mici decât pierderile în cazul că ar exista bobinaje separate pentru colector şi inele.

Dacă convertizorul este compensat, forţa magnetomotoare corespunzătoare curentului în rotor este echilibrată de acea a bobinajului de compensaţie. Curentul la inele este constant şi anume egal numai cu curentul magnetizant, acest curent având rolul de curent de excitaţie. Puterii electrice la colector îi corespunde o putere mecanică absorbită sau cedată la axul convertizorului. In consecinţă, convertizorul de frecvenţă compensat funcţionează ca generator sau ca motor ca şi motorul cu colector serie trifazat, spre deosebire de convertizorul necompensat care lucrează ca convertizor de putere electrică. Din acest punct de vedere, convertizorul compensat este avantajos deoarece inelele sunt mai puţin solicitate şi prin urmare sunt de dimensiuni mai mici.

Pierderile în cuprul rotorului sunt însă mai mari decât la convertizorul necompensat, chiar dacă rotorul are un singur bobinaj, deoarece în rotor curentul dela perii nu mai este anulat de curentul suplimentar al inelelor. La aceste pierderi trebue adăugate şi pierderile în bobinajul de compensaţie.

Pentru reglarea tensiunii obţinute la bornele convertizorului de frecvenţă alimentat dela reţea, se reglează tensiunea aplicată la inelele colectoare cu ajutorul unui transformator cu prize variabile sau a unui regulator de inducţie. Curentul inelelor colectoare la convertizorul de frecvenţă compensat, fiind cu mult mai redus decât la cel necompensat, aparatele necesare pentru reglajul tensiunii aplicate sunt deasemenea mai mici, ceeace constitue un avantaj important al convertizorului compensat.

Reglarea valorii tensiunii aplicate inelelor convertizorului, precum şi reglarea fazei acestei tensiuni faţă de faza tensiunii aplicate motorului, se poate face concomitent, printr'un grup sincron motor-generator de construcţie specială (convertizor sincron-sincron). Generatorul sincron alimentând inelele este antrenat de un motor sincron cuplat la reţea. Rotorul generatorului sincron are două bobinaje de excitaţie, decalate în spaţiu cu $\pi/2$. Prin variaţia mărimii celor doi curenţi de excitaţie, precum şi prin variaţia raportului lor, se poate regla mărimea fluxului inductor precum şi poziţia lui faţă de rotor, deci se poate regla mărimea şi faza tensiunii aplicate inelelor colectoare ale convertizorului.

13. Generatorul polifazat cu colector cu excitaţie pe principiu de rezonanţă. Bobinajul excitaţiei generatorului polifazat cu colector poate fi astfel dispus, încât axa sa să coincidă în spaţiu cu axa bobinajului de compensaţie w_s. Dacă în acest caz capetele bobinajului de excitaţie sunt legate la aceleaşi borne cu bobinajul de compensaţie (fig. 18 *b*) astfel încât, în ipoteza că fluxul învârtitor şi rotorul au acelaşi sens de rotaţie, forţele electromotoare în bobinajul de excitaţie

şi cel de compensaţie (legate în serie la mersul în gol) să fie în opoziţie de fază, atunci tensiunea la bornele bobinajului de excitaţie va avea valoarea

$$\overline{U}_1 = \overline{I}_1 r + j \overline{I}_1 X_s + \overline{E}_1 - \overline{E}_2 = \overline{I}_1 (r + jX_s) + \pi \sqrt{2}\, \Phi\, (w_1 \xi_1 f_1 \mp \mp w_r \xi_r f_r)\, 10^{-8} = \overline{I}_1 [r + j (X_s + X_1 \mp X_v)], \qquad (13.1)$$

unde:

$$jX_1 = \frac{\overline{E}_1}{\overline{I}_1} \quad \text{iar} \quad jX_v = \frac{\overline{E}_2}{\overline{I}_1}.$$

In aceste relaţii:

I_1 este curentul de excitaţie;

X_s — reactanţa de scăpări a tuturor bobinajelor legate în serie, iar

r — rezistenţa ohmică a acestor bobinaje, inclusiv rezistenţa de contact a periilor şi rezistenţa fictivă r_μ care ţine seama de pierderile în fier:

$$r_\mu = \frac{p_{Fe}}{3 I_1^2}.$$

Dacă tensiunea de excitaţie U_1 şi viteza de rotaţie sunt menţinute constante şi se variază frecvenţa f a curenţilor de excitaţie, curentul de excitaţie şi deci fluxul în maşină vor varia după o curbă având caracterul unei curbe de rezonanţă (fig. 22).

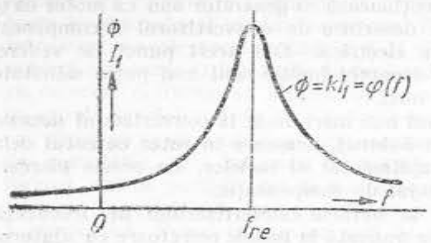


Fig. 22. Generatorul polifazat cu colector şi cu excitaţie pe principiul de rezonanţă. Variaţia fluxului funcţie de frecvenţa tensiunii de excitaţie.

Din relaţia (13.1) se deduce că dacă într'o primă aproximaţie se neglijează reactanţa de scăpări X_s atunci valoarea maximă a curentului de excitaţie $I_{1max} = U_1/r$ şi deci şi a fluxului maşinii, vor avea loc pentru frecvenţa de rezonanţă a curentului de excitaţie f_{rez} dată de relaţia:

$$f_{rez} = \frac{w_r \xi_r}{w_1 \xi_1} f_r. \qquad (13.2\,a)$$

Fluxul maxim va fi:

$$\Phi_{max} = K I_1 = K \frac{U_1}{r}.$$

Dacă toate bobinajele au acelaşi număr de spire efective, $w_1\xi_1 = w_s\xi_s = w_r\xi_r$, rezonanţa va corespunde pentru frecvenţa de rezonanţă egală cu frecvenţa de otaţie, $f_{rez} = f_r$.

Dacă bobinajul de excitaţie are un număr de spire efective mai mare decât numărul de spire efective a bobinajului de compensaţie, adică $w_1\xi_1 > w_s\xi_s$, atunci, deoarece $w_s\xi_s = w_r\xi_r$, există relaţia $w_1\xi_1 > w_r\xi_r$, astfel încât rezonanţa se va obţine pentru o frecvenţă:

$$f_{rez} < f_r.$$

In consecinţă, prin variaţia numărului de spire în bobinajul de excitaţie se poate varia frecvenţa mecanică f_r la care se obţine maximul curbei de rezonanţă, adică se pot modifica astfel caracteristicele curbei de rezonanţă.

In acelaşi mod, dacă pentru U_1 = constant şi f = constant se variază viteza de antrenare a generatorului, fluxul $\Phi = \varphi(f_r)$ va varia deasemenea după o curbă de rezonanţă ca în fig. 22. In cazul $w_1\xi_1 = w_r\xi_r$ valoarea maximă a fluxului se obţine pentru o frecvenţă de rotaţie f_{rrez} egală cu frecvenţa curenţilor de excitaţie adică $f_{rrez} = f$. Dacă însă $w_1\xi_1 \neq w_r\xi_r$ valoarea maximă a fluxului se va obţine pentru frecvenţa de rotaţie:

$$f_{rrez} = \frac{w_1 \xi_1}{w_r \xi_r} f \qquad (13.2\,b)$$

şi în consecinţă prin variaţia numărului de spire în bobinajul de excitaţie se poate deasemenea regla frecvenţa de rotaţie f_r pentru care se obţine rezonanţa în cazul unei frecvenţe date a tensiunei de excitaţie.

In cazul funcţionării cu frecvenţă de excitaţie constantă şi cu viteză de antrenare variabilă, pentru a micşora valoarea puterii reactive a sursei de excitaţie şi a curentului de excitaţie, se pot lega în serie cu acest circuit capacităţile C (fig. 18 *b*).

In acest caz, din relaţia (13.1) se deduce că curentul maxim de rezonanţă se obţine pentru:

$$(X_s + X_1) - (X_c + X_v) = 0,$$

în care X_c este reactanţa capacitivă a condensatorilor. In acest caz, curentul maxim de rezonanţă, chiar pentru $w_1\xi_1 = w_r\xi_r$, nu se va produce la viteza sincronă de rotaţie, ci la o viteză mult mai mică.

14. Generatorul polifazat cu colector şi poli aparenţi. Generatorul polifazat cu colector şi cu poli aparenţi este deobicei un generator trifazat, cu colector, cu

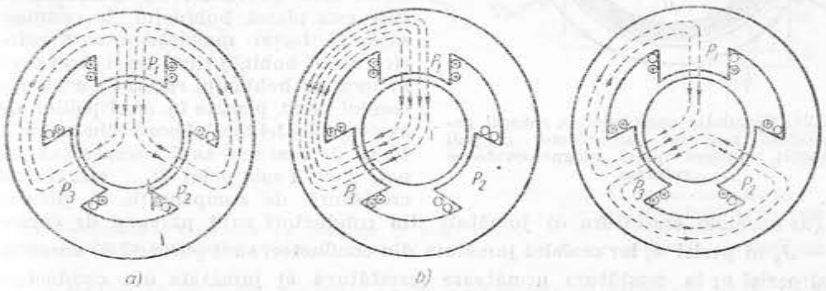


Fig. 23. Câmpul învârtitor în generatorul polifazat cu colector şi poli aparenţi:
a) $i_1 = I_{max}$; $i_2 = i_3 = -I_{max}/2$
b) $i_1 = \sqrt{3}/2\, I_{max}$; $i_2 = 0$; $i_3 = -\sqrt{3}/2\, I_{max}$
c) $i_1 = i_2 = I_{max}/2$; $i_3 = -I_{max}$.

circuit compensator şi poli de comutaţie. Spre deosebire de ceilalţi generatori cu colector, la care bobinajul statoric este uniform distribuit în crestături, în cazul de faţă statorul maşinii este executat cu poli aparenţi, numărul de poli fiind egal cu trei sau multiplu de trei.

Trei poli vecini formează un aşa numit grup de poli. Pe poli este aşezat bobinajul de excitaţie, parcurs de curent alternativ formând un sistem trifazat în fiecare grup de poli, adică fiecare pol este excitat de curentul uneia din faze.

Cele trei bobinaje polare decalate în spaţiu cu $2\pi/3$ şi parcurse de curenţi decalaţi în timp cu $2\pi/3$, produc un câmp care pentru diferite valori instantanee ale curenţilor de excitaţie are aspectul din fig. 23 *a*, *b* şi *c*, adică un câmp învârtitor;

viteza de sincronism a acestui câmp este dată tot de relaţia $n_s = \frac{60\,f}{p}$ rot/min, în care p reprezintă numărul grupelor de poli.

Rotorul maşinii este un rotor de curent continuu (fără inele). Bobinajul său este executat cu un pas egal cu 1/3 din lungimea pasului polar al unui grup de poli. În raport cu pasul câmpului învârtitor rezultant (care are doi poli pentru un grup de poli statorici) pasul bobinajului rotoric este un pas scurtat în raportul 2/3. Pentru fiecare grup de poli, colectorul maşinii este prevăzut cu trei perii decalate cu $2\pi/3$. Datorită pasului scurtat, circulaţia curentului în rotor are aspectul din fig. 24.

Aici I_1 este curentul pe fază al rotorului (şi anume între periile $u\,v$ ... etc.) iar $\bar{J}_1 = \bar{I}_1 - \bar{I}_2$ este curentul în peria u ... etc. După cum se vede pe figură, periile împart periferia rotorului în trei zone notate cu *I, II, III*. Din cauza pasului scurtat în raportul 2/3, conductorii dintr'o crestătură a zonei *I* sunt parcurşi de curenţii $\bar{I}_1$ şi $-\bar{I}_3$ ... etc. decalaţi cu $\pi/3$. Forţa magnetomotoare rotorică rezultantă în zona *I* este în fază cu curentul $\bar{J}_1 = \bar{I}_1 - \bar{I}_2$ adică în fază cu curentul din peria u. Totalitatea forţelor magnetomotoare din cele trei zone formează deci un sistem trifazat.

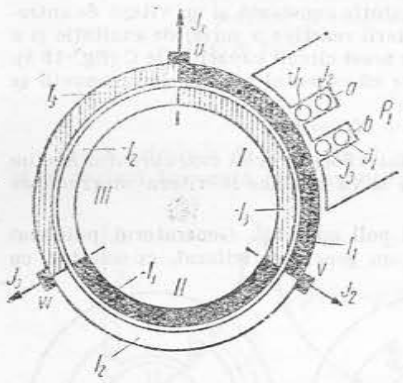


Fig. 24. Circulaţia curentului în rotorul generatorului polifazat cu colector şi poli aparenţi; anularea forţei magnetomotoare rotorice.

În mod normal, polii aparenţi statorici sunt prevăzuţi cu crestături în care este plasat bobinajul de compensaţie al forţei magnetomotoare rotorice, acest bobinaj fiind legat prin perii în serie cu bobinajul rotoric. Periile rotorului sunt plasate în axul polilor de excitaţie astfel încât fiecare din zonele *I, II, III* de mai sus sunt aşezate sub un pol, zona *I* sub polul P_1... etc. Într'o crestătură de compensaţie a polului P_1 (de exemplu crestătura a) jumătate din conductori sunt parcurşi de curentul $-\bar{J}_1$ al periei u, iar cealaltă jumătate din conductori sunt parcurşi de curentul $\bar{J}_2$ al periei v; în crestătura următoare (crestătura b) jumătate din conductori sunt parcurşi tot de curentul $-\bar{J}_1$ iar cealaltă jumătate de curentul $\bar{J}_3$. Forţa magnetomotoare a două crestături vecine, proporţională cu suma $(-\bar{J}_1 + \bar{J}_2) + (-\bar{J}_1 + \bar{J}_3) = -3\bar{J}_1$, este în opoziţie de fază cu forţa magnetomotoare din crestăturile zonei *I* a rotorului, astfel încât se poate obţine anularea câmpului rotoric în fiecare punct al periferiei sale.

Ca la orice generator cu colector şi bobinaj de compensaţie, funcţionând cu câmp învârtitor, forţa electromotoare obţinută la borne are aceeaşi frecvenţă ca şi curentul de excitaţie şi este proporţională cu viteza rotorului, conform relaţiei (11.5).

Dacă colectorul alimentează inelele maşinii asincrone, rezultă că este necesar ca excitaţia generatorului cu colector cu poli aparenţi să fie alimentată la frecvenţa de alunecare.

Privită în ansamblu, maşina poate fi considerată ca o maşină trifazată funcţionând pe principiul câmpului învârtitor. Totuşi, din cauză că conductorii bobinajului

trifazat de excitaţie al statorului nu sunt repartizaţi uniform pe periferia statorului, ci sunt concentraţi sub formă de bobinaje monofazate, plasate pe poli aparenţi care produc fluxuri alternative, maşina poate fi considerată din punct de vedere al fenomenelor locale, şi în special din punct de vedere al comutaţiei, ca o suprapunere de trei maşini monofazate cu colector. În cele ce urmează, se va studia maşina în această ipoteză.

Fluxul fiecărui pol este în fază cu curentul respectiv de excitaţie. Prin pulsaţia fluxului polilor şi prin mişcarea de rotaţie a rotorului, ca şi la maşina monofazată, se obţine la perii o forţă electromotoare de rotaţie şi una statică; prin pulsaţia fluxului, în bobinajul de compensaţie executat cu sens de bobinaj opus ca în rotor, se induce numai o forţă electromotoare statică opusă aceleia din rotor. Bobinajul de compensaţie fiind legat în serie cu bobinajul rotoric, la bornele maşinii se obţine numai forţa electromotoare de rotaţie de la perii, deoarece forţele electromotoare statice se anulează reciproc. Forţa electromotoare astfel obţinută, ca la orice maşină monofazată cu colector, va avea pulsaţia curenţilor de excitaţie şi va fi proporţională cu viteza rotorului maşinii, aşa cum s'a arătat mai sus în cazul că s'a considerat maşina trifazată funcţionând cu câmp învârtitor.

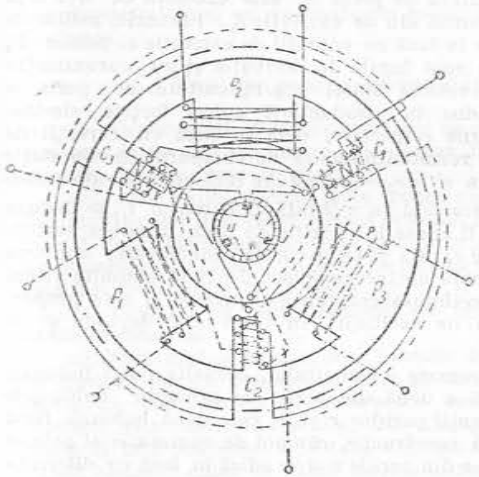


Fig. 25. Generatorul polifazat cu colector şi poli aparenţi. Schema legăturilor polilor de comutaţie.

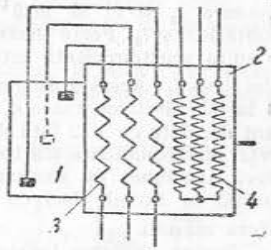


Fig. 26. Schema simplificată de montaj a generatorului polifazat cu colector şi poli aparenţi:
1 — rotorul cu colector;
2 — stator cu bobinaj de compensaţie;
3, 4 — bobinaje de excitaţie.

Pentru studiul comutaţiei, în fig. 25 sunt arătate deasemenea spirele scurtcircuitate de perii. În cazul unui rotor obişnuit cu pas diametral, conductorii spirelor scurtcircuitate de perii sunt aşezaţi pe un diametru al rotorului, perpendicular pe axa periei respective, astfel încât cei şase conductori scurtcircuitaţi de cele trei perii sunt situaţi în şase zone distincte. În cazul generatorului polifazat cu colector cu poli aparenţi, din cauza pasului scurtat în raportul 2/3, conductorii scurtcircuitaţi sunt plasaţi pe raze făcând cu axa periei unghiuri de 60°, adică pe bisectoarea unghiului dintre două perii, astfel încât în aceeaşi zonă de comutaţie se găsesc conductorii a două spire scurtcircuitate de perii diferite. Prin aceasta, numărul zonelor de comutaţie este redus la trei. Deoarece periile sunt plasate în axa polilor de excitaţie, zonele de comutaţie ale generatorului sunt situate în dreptul spaţiilor rămase libere între polii de excitaţie, în acelaşi mod ca şi la maşina de curent continuu,

şi datorită acestui fapt este posibil ca maşina să fie executată cu poli de comutaţie. În consecinţă, comutaţia generatorului polifazat cu colector şi poli aparenţi este superioară tuturor celorlalte maşini auxiliare şi din această cauză poate fi construit pentru puteri mari şi este folosit ca motor.

Ca şi la maşinile monofazate de curent alternativ, în spirele scurtcircuitate de perii se induc forţe electromotoare statice prin pulsaţia fluxului polilor şi forţe electromotoare de inducţie proprie prin inversarea curentului. Pentru anularea acestor forţe electromotoare polii de comutaţie poartă trei bobinaje: unul pentru anularea forţei electromotoare statice şi două pentru anularea tensiunii de inversare a curentului. Pentru anularea forţei electromotoare statice, fiecare pol de comutaţie are bobinajul respectiv montat în paralel cu bobinajul de excitaţie al polului opus; acest bobinaj este alimentat fie prin intermediul unui transformator, fie direct ca în fig. 25. Justificarea acestei dispoziţii constructive este următoarea. Forţa electromotoare statică e_s indusă în bobina scurtcircuitată de peria u este decalată cu $\pi/2$ faţă de fluxul polului P_1 deci faţă de curentul său de excitaţie i_1. Fluxurile polilor de comutaţie C_2 şi C_3 sunt aproximativ în fază cu curenţii de excitaţie ai polilor P_2 şi P_3 (cele două bobinaje de excitaţie sunt legate în derivaţie şi au aproximativ aceiaşi parametri) aşa încât, prin rotirea spirei scurtcircuitate de peria u în câmpul polilor C_2 şi C_3 se induc în conductorii spirei forţele electromotoare e_2 şi e_3 în fază cu fluxurile respective, deci în fază cu curenţii de excitaţie i_2 şi i_3). Forţa electromotoare rezultantă indusă de câmpurile de comutaţie în spira scurtcircuitată este egală cu $e'_s = e_2 - e_3$ şi este în fază cu diferenţa curenţilor $i_2 - i_3$. Această diferenţă fiind decalată cu $\pi/2$ faţă de curentul i_1, se deduce că forţele electromotoare e_s şi e_s pot fi aduse în opoziţie de fază, deoarece ambele sunt decalate cu $\pi/2$ faţă de curentul i_1. Ca şi la maşinile monofazate, anularea forţei electromotoare statice nu se poate obţine complect decât la anumite viteze (dacă tensiunea de excitaţie este presupusă constantă) deoarece e_s este proporţională cu fluxul, deci cu tensiunea de excitaţie, în timp ce e'_s depinde şi de viteza maşinii.

Pentru anularea tensiunii de inversare a curentului, celelalte două bobinaje ale polului sunt parcurse de curenţii a două din perii; de exemplu bobinajele polului C_1 vor fi parcurse de curenţii periilor v şi w, cele două bobinaje fiind executate în sens contrar. La această construcţie, câmpul de comutaţie al polului C_1, va fi în fază cu diferenţa curenţilor din periile v şi w adică în fază cu diferenţa $\bar{J}_2 - \bar{J}_3$. Forţa electromotoare rezultantă indusă în spira scurtcircuitată de peria u prin rotaţie, va fi în fază cu diferenţa forţelor electromotoare induse de câmpul polilor C_2 şi C_3, deci în fază cu diferenţa:

$$(\bar{J}_1 - \bar{J}_2) - (\bar{J}_3 - \bar{J}_1) = 3\bar{J}_1,$$

adică va fi în fază cu curentul periei u. Tensiunea de inversare a curentului fiind deasemenea în fază cu curentul $\bar{J}_1$ se deduce că se obţine anularea complectă a ei, la orice sarcină şi viteză a maşinii.

Pentru ca bobinajul folosit pentru anularea forţei electromotoare statice şi bobinajul folosit pentru anularea tensiunii de inversare a curentului să nu se influenţeze reciproc, polii de comutaţie sunt divizaţi în două, cele două părţi ale polului fiind situate în lungul maşinii. Pe o parte a polului este aşezat bobinajul pentru anularea forţei electromotoare statice, iar pe cealaltă parte a polului sunt aşezate bobinajele pentru anularea tensiunii de inversare a curentului, astfel încât cele două fluxuri de comutaţie nu au circuit magnetic comun.

După scopul în care este folosit, generatorul cu colector şi poli aparenţi poate avea excitaţie derivaţie, serie, separată, sau o combinaţie a acestor moduri de excitaţie.

Reglarea mărimii tensiunii la colector se face sau prin variaţia curenţilor de excitaţie cu ajutorul unor rezistenţe reglabile montate în serie cu circuitul de excitaţie, sau prin variaţia tensiunii de excitaţie. Reglarea fazei tensiunii la colector se face prin reglarea fazei tensiunii de excitaţie, sau prin comutări în circuitul de excitaţie (montaj stea, triunghi, . . . etc.).

Dacă generatorul polifazat cu colector şi poli aparenţi are şase poli hexafazaţi pe unda de potenţial, se observă că conductorii care comutează trebue să ocupe poziţii diametrale pe rotor şi din această cauză asemenea maşini pot fi construite cu bobinaj rotoric diametral. Datorită acestui fapt, bobinajul de compensaţie are de asemenea pas diametral, este mai simplu şi compensaţia este mai bună, deoarece se realizează atât anularea fundamentalei fluxului rotoric cât şi a armonicelor sale, bineînţeles în afara armonicelor produse din cauza dinţilor crestăturilor statorice şi rotorice.

La acest tip de maşină, bobinajul de compensaţie se poate face nu numai cu pas diametral ci şi cu pas redus în raportul 1/2, după o schemă dată de M. P. Costenco.

C. Montaje pentru îmbunătăţirea factorului de putere

15. **Generalităţi.** Maşinile auxiliare cu colector sunt întrebuinţate pentru compensarea factorului de putere, în măsura în care proprietăţile lor se adaptează la cazurile care se ivesc în practică.

Cel mai puţin utilizat este compensatorul excitat în serie (§ 9) deoarece în anumite condiţii el funcţionează instabil. Pe de altă parte, costul lui este ceva mai ridicat decât al compensatorului excitat în derivaţie, iar domeniul de îmbunătăţire al factorului de putere este mai redus decât al acestuia.

16. **Cuplajul cu compensatorul cu colector cu excitaţie rotorică.**

α) *Principiul de funcţionare.* Schema de montaj în cascadă pentru cuplajul electric al maşinii asincrone cu compensatorul cu colector cu excitaţie rotorică este indicată în fig. 27. Compensatorul poate fi însă antrenat la viteza suprasincronă prin cuplaj mecanic chiar de către maşina asincronă care trebue compensată. Pentru compensarea motoarelor asincrone cu viteze sincrone mici, se preferă în mod normal cuplajul electric, deoarece în acest caz compensatorul poate fi antrenat cu un motor de turaţie ridicată şi costul lui este mai redus decât în cazul unui cuplaj direct.

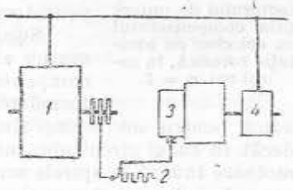


Fig. 27. Maşină asincronă cuplată în cascadă cu compensatorul cu colector cu excitaţie rotorică: 1 — maşina asincronă; 2 — reostat de pornire; 3 — compensatorul cu excitaţie rotorică; 4 — maşină de antrenare.

In fig. 27 rotorul compensatorului este legat în serie cu reostatul de pornire, închizând circuitul rotoric al maşinii asincrone.

De cele mai multe ori, în practică motorul asincron este pornit în mod normal, iar compensatorul este intercalat ulterior în circuitul rotoric cu ajutorul unui comutator.

Diagrama vectorială a maşinii asincrone montată în cascadă cu compensatorul cu excitaţie rotorică pentru compensarea factorului de putere la valoarea $\cos\varphi = 1$ este reprezentată în fig. 28.

Ca şi în diagrama din fig. 8 în acest caz se consideră deasemenea că reactanţa de scăpări a ambelor bobinaje, precum şi rezistenţa ohmică a bobinajului primar al maşinii asincrone sunt neglijabile.

Compensatorul introduce în rotor o tensiune U_r decalată cu $\pi/2$ înaintea curentului secundar I_2. Rezultanta acestei tensiuni şi a forţei electro-

motoare de alunecare $E_2 = sE_{20}$ indusă în bobinajul rotorului de fluxul rezultant la alunecarea s, trebue să fie egală cu căderea ohmică de tensiune $R_2 I_2$, deoarece la frecvenţa de alunecare, reactanţa rotorului este neglijabilă. Tensiunea U_r determină decalarea curentului I_2 înaintea forţei electromotoare E_2 şi deoarece curentul primar I_1 este rezultanta vectorială a curentului $-I_2$ şi a curentului magnetizant I_μ, unghiul de decalaj între tensiunea reţelei şi I_1 se micşorează (în fig. 28 acest unghi este zero). Cu toate acestea compensatorul cu excitaţie rotorică nu este propriu pentru supracompensarea motorului asincron.

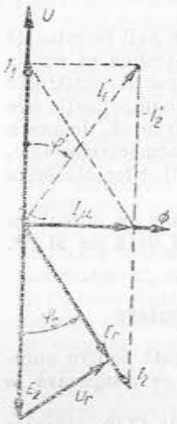


Fig. 28. Diagrama vectorială pentru compensarea factorului de putere prin compensatorul cu colector cu excitaţie rotorică, în cazul cos $\varphi = 1$.

Dacă se descompune tensiunea U_r în două componente, una în fază sau opoziţie de fază cu E_2 şi cealaltă decalată cu $\pi/2$ faţă de E_2, se constată că compensarea factorului de putere este determinată numai de a doua componentă.

Gradul de compensare al maşinii asincrone, adică mărimea unghiului de decalaj φ în circuitul statoric, depinde de valoarea tensiunii U_r introduse în circuit şi deci de turaţia şi de mărimea fluxului compensatorului. Deoarece fluxul compensatorului depinde de valoarea curentului rotoric al maşinii asincrone, rezultă că la mersul în gol al maşinii asincrone, compensaţia nu este posibilă, iar la sarcini mici compensaţia este neînsemnată. Pentru a putea menţine o compensaţie la cos $\varphi = 1$ pentru sarcini care variază în limite mai mari, este necesar ca la sarcina nominală compensatorul să fie foarte saturat, astfel încât prin scăderea sarcinii motorului asincron, fluxul compensatorului să scadă mai încet decât curentul.

Suprasaturaţia circuitului magnetic al compensatorului are un efect favorabil şi asupra comutaţiei. Intr'adevăr, dacă compensatorul este suprasaturat, câmpul său inductor are formă plată şi deci pentru aceeaşi forţă electromotoare la perii, adică pentru un acelaşi flux inductor, valoarea inducţiei maxime este mai mică decât în cazul circuitului magnetic nesaturat. Datorită acestui fapt, forţa electromotoare indusă în spirele scurtcircuitate de perii, prin rotaţia câmpului învârtitor, are valori deasemenea mai mici, deoarece această forţă electromotoare este proporţională cu valoarea maximă a inducţiei.

O compensaţie la cos $\varphi = 1$ cu compensatorul cu excitaţie rotorică este posibilă începând de la o sarcină de 40—50% din sarcina normală a maşinii asincrone. Din această cauză, compensatorul cu excitaţie rotorică este întrebuinţat în practică numai la motoarele asincrone care lucrează cu sarcini aproximativ constante, în apropierea sarcinii nominale.

După cum s'a menţionat, tensiunea U_r are o componentă $U_r \cos\gamma$ (fig. 9), în fază sau în opoziţie de fază cu E_2. La sarcini mai mici decât sarcina nominală sau care nu depăşesc cu mult sarcina nominală, alunecarea este mică, reactanţa de scăpări a rotorului poate fi neglijată, curentul I_2 este aproximativ în fază cu suma $\overline{E}_2 + \overline{U}_r = \overline{E}_r$, deci I_2 este decalat înainte faţă de E_2. Componenta $U_r \cos\gamma$ este în opoziţie de fază cu E_{20} şi după cum se ştie ea va produce o uşoară creştere a alunecării motorului.

La suprasarcini importante reactanţa de scăpări a rotorului nu mai poate fi neglijată. Deşi E_r rămâne decalată înainte faţă de E_2, datorită reactanţei mari de scăpări, curentul I_2 poate fi decalat în urmă faţă de E_2. In acest caz componenta $U_r \cos\gamma$ va fi în fază cu E_{20} şi va produce scăderea alunecării motorului. Bineînţeles că în acest caz factorul de putere al motorului scade sub unitate, dar este totuşi mai bun decât la motorul fără compensator.

Caracteristica factorului de putere şi a alunecării în funcţie de sarcină, la o maşină asincronă cuplată cu compensatorul cu excitaţie rotorică este reprezentată în fig. 29.

In fig. 30 sunt reprezentate diagramele curentului primar al motorului asincron. Curba *1* reprezintă diagrama curentului motorului asincron fără compensator. Dacă compensatorul nu este saturat, pentru o anumită viteză n_c a compensatorului, diagrama este un cerc *2*, având comun cu cercul *1* punctul A de mers în gol şi punctul C situat în apropierea punctului S de funcţionare în scurtcircuit. Punctul

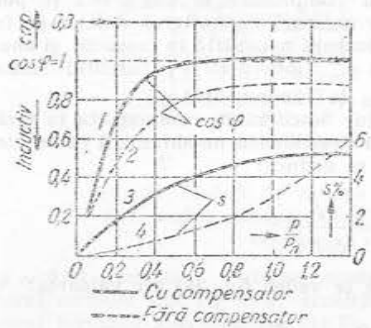


Fig. 29. Caracteristica factorului de putere şi a alunecării pentru un motor asincron:
Curbele *2* şi *4*, fără compensator.
Curbele *1* şi *3* cu compensatorul cu colector cu excitaţie rotorică.

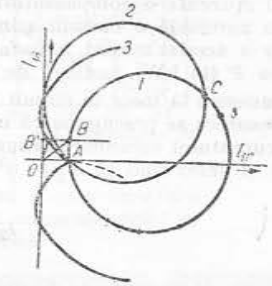


Fig. 30. Diagrama curentului la motorul asincron:
Curba *1* fără compensator.
Curba *2* cu compensatorul cu colector cu excitaţie rotorică nesaturat.
Curba *3* cu compensatorul cu colector cu excitaţie rotorică saturat.

C corespunde din nou funcţionării necompensate a motorului, ceeace se întâmplă la o sarcină la care pentru maşina asincronă corespunde alunecarea:

$$s = \frac{p_c n_c}{60f},$$

deoarece în acest caz, rotorul compensatorului este în sincronism faţă de câmpul său învârtitor.

Dacă compensatorul este însă saturat, diagrama curentului primar nu mai este un cerc ci este reprezentată prin curba *3*.

Făcând o comparaţie între maşina asincronă necuplată în cascadă şi cea cuplată în cascadă cu compensatorul cu excitaţie rotorică, pentru un cuplu dat vectorul OB reprezintă curentul primar absorbit de motorul fără compensator, iar vectorul OB', curentul primar în cazul motorului compensat; acest curent, OB', este mai mic decât în cazul precedent.

Prin cuplarea cu un compensator cu excitaţie rotorică, diagrama curentului este modificată în sensul că componenta activă a curentului primar poate avea valori mai mari, astfel încât cuplul de desprindere este mărit şi în consecinţă capacitatea de încărcare a motorului este deasemenea mărită.

La trecerea maşinei asincrone din regimul de funcţionare ca motor, în regimul de funcţionare ca generator, alunecarea schimbându-şi sensul, se schimbă şi sensul câmpului învârtitor al compensatorului, ceeace, dacă nu se iau măsuri speciale, determină înrăutăţirea factorului de putere; pentru a evita un factor de putere mic în acest caz, faza tensiunii reglabile U_r trebue schimbată. In acest scop, este necesar fie să se păstreze neschimbat sensul de rotaţie al câmpului învârtitor

în compensator, inversând între ele conexiunile a două faze la colector, fie să se inverseze sensul de rotaţie al motorului auxiliar care antrenează compensatorul.

In fig. 30, ramura de jos a curbei *3* corespunde funcţionării ca generator a maşinii asincrone, sensul de rotaţie al câmpului învârtitor în compensator fiind corectat.

Dacă sensul de rotaţie rămâne necorectat, diagrama curentului corespunde curbei punctate şi se constată că factorul de putere este înrăutăţit, iar cuplul de desprindere este mult micşorat.

β) *Calculul puterii aparente a compensatorului.* In calculul aproximativ al puterii aparente a compensatorului pentru compensare la $\cos\varphi = 1$ şi pentru sarcina nominală a maşinii asincrone, este necesară cunoaşterea datelor de funcţionare a acestei maşini, în cazul că funcţionează necuplată în cascadă şi anume: puterea P (în kW), factorul de putere $\cos\varphi'$, alunecarea s', curentul secundar I_2', tensiunea la inele în circuit deschis E_{20} şi randamentul η.

Deoarece se presupune că cuplul rămâne neschimbat, componenta în fază cu E_2 a curentului secundar trebue să rămână deasemenea neschimbată (a se vedea fig. 8) şi observând că $\varphi_2 = \varphi'$ (fig. 28) se deduce:

$$I_2 = \frac{I_2'}{\cos\varphi_2} = \frac{I_2'}{\cos\varphi'}.$$

Forţa electromotoare secundară E_2 (a se vedea fig. 28) are valoarea:

$$E_2 = \frac{E_r}{\cos\varphi'} = \frac{I_2 R_2}{\cos\varphi'} = \frac{I_2' R_2}{\cos^2\varphi'} = \frac{E_2'}{\cos^2\varphi'} = \frac{E_{20} s'}{\cos^2\varphi'}.$$

In consecinţă, alunecarea s a maşinii cuplată în cascadă este dată de relaţia aproximativă:

$$s = \frac{E_2}{E_{20}} = \frac{s'}{\cos^2\varphi'}. \tag{16.1}$$

Tensiunea reglabilă a compensatorului trebue să aibă valoarea:

$$U_r = E_2 \sin\varphi_2 = E_{20} s' \frac{\operatorname{tg}\varphi'}{\cos\varphi'}, \tag{16.2}$$

iar puterea aparentă pe fază a compensatorului trebue să aibă valoarea:

$$S_c' = U_r I_2 = E_{20} I_2' s' \frac{\operatorname{tg}\varphi'}{\cos^2\varphi'}.$$

Deoarece puterea activă a maşinii asincrone, presupusă trifazată, are valoarea:

$$P \approx 3\eta E_{20} I_2',$$

se deduce expresia S_c a puterii aparente a compensatorului:

$$S_c = Ps' \frac{\operatorname{tg}\varphi'}{\eta\cos^2\varphi'} = Ps'K, \tag{16.3}$$

în care P este puterea maşinii asincrone necompensate; s' — alunecarea ei la sarcina P; $\cos\varphi'$ — factorul său de putere; η — randamentul, iar K este un coeficient care depinde de factorul de putere şi de randament şi care se poate determina

cu ajutorul curbelor din fig. 31 *a*, în funcţie de factorul de putere $\cos\varphi'$ al maşinii necompensate.

Pentru determinarea coeficientului K se dau două curbe depinzând de gradul de compensare care trebue realizat la plină sarcină şi anume: curba superioară pentru compensare la $\cos\varphi = 1$, iar curba inferioară pentru compensare la

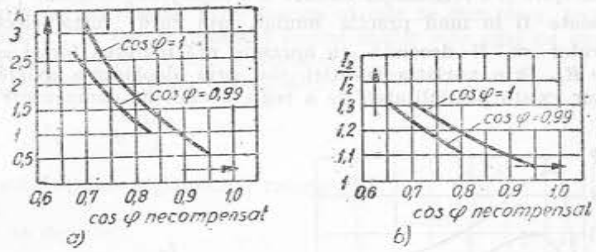


Fig. 31. Curbele de variaţie a factorului K şi a raportului I_2/I' pentru calculul puterii aparente a compensatorului cu colector cu excitaţie rotorică.

$\cos\varphi = 0{,}99$ (inductiv). Puterea aparentă a compensatorului, determinată cu ajutorul curbelor din fig 31 *a*, rezultă mai mare decât puterea determinată cu ajutorul formulei aproximative (16.3).

Valoarea curentului secundar al maşinii compensate se determină cu ajutorul curbelor din fig. 31 *b* în funcţie de factorul de putere al maşinii necompensate şi de gradul de compensare care trebue realizat şi anume: curba superioară pentru compensarea la $\cos\varphi = 1$, iar curba inferioară pentru compensarea la $\cos\varphi = 0{,}99$ (inductiv).

17. Cuplajul cu compensatorul cu colector autoexcitat. Montajul în cascadă al unei maşini asincrone cu compensatorul autoexcitat este reprezentat în fig. 32. După ce maşina a fost pornită, sunt valabile aceleaşi consideraţiuni care au fost menţionate în cazul montajului cu compensatorul cu excitaţie rotorică. In sarcină redusă compensatorul autoexcitat produce tensiunea de compensare U_r prin autoexcitaţie şi nu cu ajutorul curentului I_2, astfel încât el este în măsură să furnizeze curentul de magnetizare şi să îmbunătăţească factorul de putere chiar la sarcină redusă.

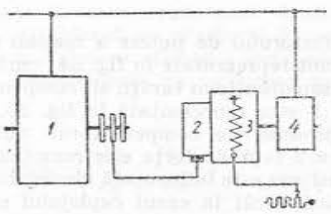


Fig. 32. Maşina asincronă cuplată în cascadă cu compensatorul cu colector autoexcitat: *1* — maşina asincronă; *2* — compensatorul cu colector autoexcitat; *3* — bobinajul statoric în scurtcircuit al compensatorului; *4* — motor pentru antrenarea compensatorului.

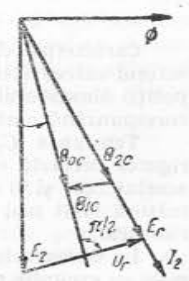


Fig. 33. Diagrama vectorială a maşinii asincrone cuplată, cu compensatorul cu colector autoexcitat.

Forţa magnetomotoare rezultantă a compensatorului este $\overline{\Theta}_{0c} = \overline{\Theta}_{1c} + \overline{\Theta}_{2c}$ (fig. 33) în care $\overline{\Theta}_{2c}$ reprezintă forţa magnetomotoare rotorică produsă de curentul rotoric şi deci în fază cu acest curent, iar $\overline{\Theta}_{1c}$ reprezintă forţa magneto-

motoare statorică a compensatorului, produsă de curentul bobinajului în scurt circuit. Forţa electromotoare U_r produsă de compensator va fi decalată cu $\frac{\pi}{2}$ în urma forţei magnetomotoare rezultante $\overline{\theta}_{0c}$. Printr'o alegere judicioasă a numărului de spire şi a rezistenţei ohmice a bobinajelor, unghiul γ dintre vectorii $\overline{E}_2$ şi $\overline{\Theta}_{0c}$ poate fi în mod practic anulat, aşa încât forţa electromotoare a compensatorului va fi decalată cu aproape $\pi/2$ înaintea forţei electromotoare de alunecare E_2. Prin variaţia turaţiei sau prin deplasarea axială a statorului faţă de rotor există posibilitatea de a regla gradul de compensare.

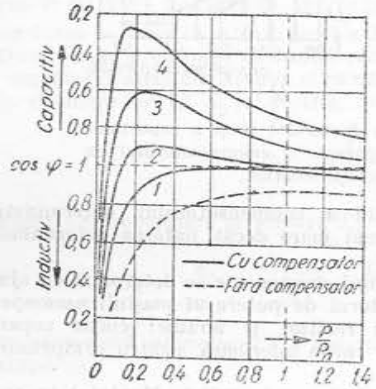


Fig. 34. Maşina asincronă cuplată în cascadă cu compensatorul cu colector autoexcitat. Caracteristicele factorului de putere.

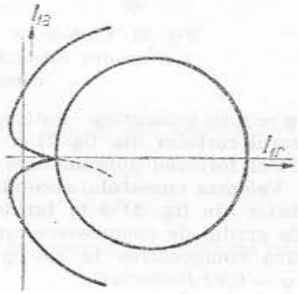


Fig. 35. Maşina asincronă cuplată în cascadă cu compensatorul cu colector autoexcitat. Diagrama curentului primar.

Caracteristicele factorului de putere a maşinii asincrone cuplate cu compensatorul autoexcitat sunt reprezentate în fig. 34; curbele *1—4* corespund diferitelor poziţii ale statorului sau diferitelor turaţii ale compensatorului. Diagrama curentului corespunzând curbei *2* este reprezentată în fig. 35.

Tensiunea U_r produsă de compensatorul autoexcitat nu este în general riguros decalată cu $\pi/2$ faţă de forţa electromotoare de alunecare E_2. Datorită acestui fapt şi în acest caz este influenţată alunecarea maşinii asincrone, dar într'o măsură mult mai mică decât în cazul cuplajului cu compensatorul cu excitaţie rotorică.

La trecerea în regim de funcţionare ca generator (ca şi în cazul compensatorului cu excitaţie rotorică) trebue, sau să se inverseze sensul de rotaţie al câmpului învârtitor în compensator sau să se inverseze sensul de rotaţie al motorului auxiliar.

18. **Cuplajul cu vibratorul.** Vibratorul constă din trei maşini de curent continuu, ale căror bobinaje de excitaţie sunt montate în serie şi alimentate dela o sursă separată de curent continuu (fig. 36). Circuitele rotorice ale acestor maşini sunt legate în stea sau în triunghi şi apoi legate la inelele motorului asincron, astfel încât rotoarele celor trei maşini sunt parcurse de curentul rotoric I_2 al motorului asincron. Rotorul acestor maşini nu este antrenat şi nu antrenează alte maşini. Dacă se notează cu I_{2M} valoarea maximă a curentului rotoric I_2, cu c

o constantă şi cu ω pulsaţia curentului la reţea, cuplul maşinilor de curent continuu este proporţional cu valoarea instantanee a curentului rotoric, deci variază după o curbă sinusoidală, având expresia:

$$M_v = c\, I_{2M} \sin s\omega t.$$

Dacă se neglijează pierderile prin frecare şi cele în fier (care trebue acoperite pe cale mecanică), în fiecare moment cuplul motor este egal cu cuplul dinamic, care echilibrează cuplul datorit momentului de inerţie J_v al rotorului vibratorului, deci:

$$M_v = J_v \frac{d\omega_v}{dt},$$

în care ω_v este viteza unghiulară a rotorului vibratorului.

De aici se deduce:

$$\omega_v = \frac{1}{J_v}\int M_v\, dt = -\frac{c}{J_v}\frac{I_{2M}}{s\omega}\cos s\omega t = -\omega_{vM}\cos s\omega t.$$

Viteza rotorului variază aşa dar după o sinusoidă care se anulează când cuplul este maxim şi este maximă când cuplul este nul. La frecvenţe mici, între două inversări ale sensului de rotaţie, rotorul vibratorului poate efectua mai multe rotaţii complecte. Fluxul de excitaţie al vibratorului fiind constant, la periile vibratorului se obţin forţe electromotoare sinusoidale, proporţionale cu viteza vibratorului, deci forţe electromotoare care au pulsaţia alunecării; din relaţiile de mai sus se deduce că aceste forţe electromotoare sunt decalate cu $\pi/2$ înaintea curentului I_2. In consecinţă, vibratorul se comportă în acelaşi mod ca şi compensatorul cu excitaţie rotorică. Valoarea eficace a forţei electromotoare obţinută la periile vibratorului este proporţională cu valoarea maximă ω_{vM} a vitezei vibratorului. Deoarece:

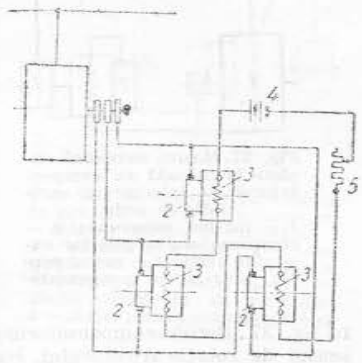


Fig. 36. Maşina asincronă cuplată în cascadă cu vibratorul:
1 — maşină asincronă; *2* — rotorul vibratorului; *3* — bobinajul de excitaţie al vibratorului; *4* — sursă de curent continuu; 5 — reostat pentru reglajul curentului de excitaţie.

$$\omega_{vM} = \frac{c}{J_v}\cdot\frac{J_{2M}}{s\omega},$$

se deduce că valoarea eficace a forţei electromotoare obţinută este proporţională cu I_{2M}/s. Dacă curentul I_2 creşte, simultan creşte şi alunecarea motorului, aşa încât forţa electromotoare este aproape constantă (cu excepţia sarcinilor reduse) deci vibratorul se comportă ca un compensator cu excitaţie rotorică funcţionând saturat. In sarcină redusă, adică pentru o valoare redusă a curentului I_2, cuplul necesar acoperirii pierderilor în rotorul vibratorului nu mai poate fi neglijat în comparaţie cu cuplul motor; din această cauză, viteza vibratorului scade mult şi prin aceasta scade şi tensiunea reglabilă U_r. La mersul în gol al motorului principal, vibratorul este inactiv. Diagrama curentului motorului asincron este reprezentată prin curba *3* din fig. 30. Reglajul gradului de compensaţie a motorului asincron se face prin variaţia fluxului de excitaţie a vibratorului. Spre deosebire de cazul cuplajului cu compensatorul cu excitaţie rotorică, dacă maşina asincronă trece în

regim de funcţionare ca generator, în cazul de faţă nu este necesară nicio măsură specială. În unele construcţii, rotoarele maşinilor de curent continuu sunt montate într'o carcasă comună.

19. Cuplajul cu compensatorul cu colector excitat în serie. Montajul în cascadă al maşinii asincrone cu compensatorul cu colector cu excitaţie în serie este arătat

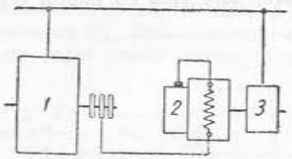


Fig. 37. Maşina asincronă cuplată în cascadă cu compensatorul cu colector cu excitaţie în serie:
1 — maşina asincronă; *2* — compensatorul cu colector excitat în serie; *3* — motor pentru antrenarea compensatorului.

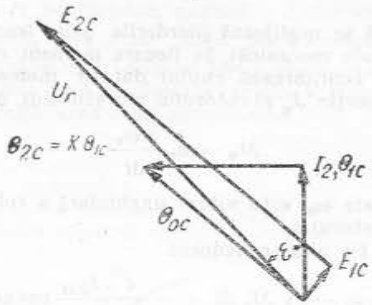


Fig. 38. Diagrama tensiunilor şi a forţelor magnetomotoare în compensatorul cu colector excitat în serie.

în fig. 37. Periile compensatorului sunt decalate cu $\pi/2$ din poziţia de nul în sensul de rotaţie al rotorului, legăturile electrice fiind astfel făcute încât câmpul învârtitor să aibă acelaşi sens de rotaţie cu rotorul. În consecinţă compensatorul funcţionează ca generator. Datorită acestui fapt, compensatorul trebue antrenat de un motor auxiliar.

Compensatorul este legat la inelele maşinii asincrone şi este parcurs de curenţi având frecvenţa alunecării; datorită acestui fapt, câmpul învârtitor al compensatorului are o viteză mică astfel încât el funcţionează la o viteză mult suprasincronă. Ca şi la maşina cu colector trifazată, serie, forţa magnetomotoare Θ_{1c} a statorului compensatorului se compune cu forţa magnetomotoare rotorică $\Theta_{2c} = k\Theta_{1c}$ (decalată cu $\pi/2$ înainte faţă de prima) şi apare forţa magnetomotoare rezultantă Θ_{0c} (fig. 38). Forţa electromotoare produsă de compensator se compune din forţa electromotoare E_{1c} a statorului (decalată cu $\pi/2$ în urma fluxului rezultant) şi forţa electromotoare E_{2c} indusă în rotor (decalată cu $\pi/2$ înaintea forţei electromotoare E_{1c}, datorită vitezei suprasincrone a compensatorului). Din cauza vitezei relative mici a câmpului învârtitor faţă de statorul compensatorului, componenta E_{1c} este neglijabilă astfel încât se poate considera că compensatorul cu excitaţie serie produce o forţă electromotoare în fază cu forţa magnetomotoare rezultantă Θ_{0c}, deci o forţă electromotoare U_r decalaltă înaintea curentului secundar I_2 cu unghiul constant $\varepsilon = \operatorname{arctg} k$. Dacă compensatorul nu este saturat, curba de variaţie a curentului primar este un cerc. Dacă însă compensatorul este saturat, curba de variaţie a curentului primar are aspectul din fig. 39. Aici *A* este punctul de funcţionare la mers în gol sincron când, în mod evident, compensatorul nu are nici o influenţă. Punctul *C* corespunde la o funcţionare în gol cu o viteză puţin subsincronă, iar *B* corespunde la o funcţionare în gol cu o viteză puţin suprasincronă.

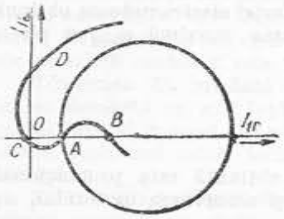


Fig. 39. Maşina asincronă cuplată în cascadă cu compensatorul cu colector excitat în serie. Diagrama curentului.

Numai punctul *C* corespunde compensării puterii reactive la mersul în gol. Compensarea puterii reactive la mersul în gol este posibilă datorită faptului că maşina auxiliară cu excitaţie serie este capabilă de a se autoexcita. În practică se lucrează numai pe porţiunea de curbă situată la stânga punctului *A*. Porţiunea *AC* a curbei corespunde la funcţionarea ca generator, iar porţiunea *CD* corespunde la funcţionarea ca motor cu compensarea puterii reactive. Din diagramă se constată că prin compensarea puterii reactive cu compensatorul cu colector excitat în serie, cuplul de desprindere în funcţionarea ca motor este mărit, însă cuplul de desprindere în funcţionarea ca generator este micşorat. Gradul de compensare se reglează prin variaţia vitezei compensatorului.

20. Cuplajul cu compensatorul cu colector excitat în derivaţie. Schema de montaj a maşinii asincrone cu compensatorul cu colector excitat în derivaţie este reprezentată în fig. 40. Pornirea se face în aceleaşi condiţii ca şi în cazul cuplajului cu compensatorul cu excitaţie rotorică sau autoexcitat. Variaţia gradului de compensare a factorului de putere se obţine prin variaţia rezistenţei *3* intercalată în circuitul de excitaţie derivaţie, simultan cu decalarea periilor pe colector. Caracteristicele factorului de putere pentru diferite valori ale rezistenţei circuitului de excitaţie în derivaţie sunt reprezentate în fig. 41, iar diagrama curentului maşinii asincrone cuplată cu compensatorul cu colector excitat în derivaţie, corespunzând curbei *2* din fig. 41, este reprezentată în fig. 42.

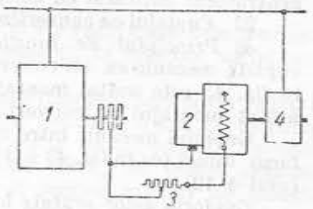


Fig. 40 Maşina asincronă cuplată în cascadă cu compensatorul cu colector excitat în derivaţie.
1 — maşina asincronă; *2* — compensatorul cu colector excitat în derivaţie; *3* — reostat pentru reglajul curentului de excitaţie; *4* — motor pentru antrenarea compensatorului.

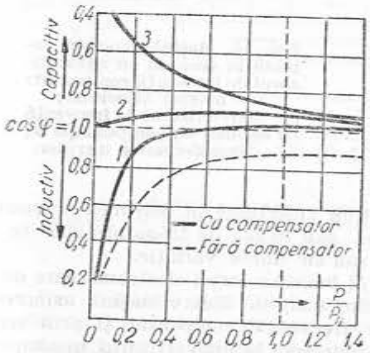


Fig. 41. Maşina asincronă cuplată în cascadă cu compensatorul excitat în derivaţie. Caracteristica factorului de putere.

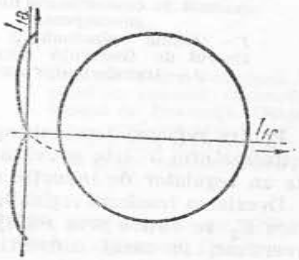


Fig. 42. Maşina asincronă cuplată în cascadă cu compensatorul excitat în derivaţie. Diagrama curentului.

Cu compensatorul cu colector excitat în derivaţie se poate obţine fără greutate compensarea factorului de putere şi la mersul în gol; în acest caz, compensatorul excitat în derivaţie funcţionează ca o maşină autoexcitată.

Datorită acestui fapt este posibil ca, atât la mersul în gol cât şi în sarcină, maşina asincronă să debiteze energie reactivă în reţea.

Printr'un decalaj corespunzător al periilor pe colector, ca şi prin conexiuni potrivite ale bobinajului de excitaţie, se poate obţine o tensiune la colector U_r care să fie decalată aproape cu $\pi/2$ faţă de forţa electromotoare de alunecare E_2, astfel încât influenţa compensatorului asupra alunecării maşinii asincrone să fie neglijabilă. Asupra funcţionării cascadei a se vedea punctul 22, cuplajul cu generatorul polifazat cu colector, excitat în derivaţie.

21. Cuplajul cu convertizorul de frecvenţă.

α) *Principiul de funcţionare.* Schema de montaj a unei maşini asincrone cuplate mecanic cu un convertizor de frecvenţă este dată în fig. 43 şi 44 şi anume în fig. 43 este arătat montajul cu convertizorul necompensat, iar în fig. 44 este arătat montajul cu convertizorul compensat.

Cuplajul mecanic între maşina asincronă şi convertizorul de frecvenţă poate fi făcut direct (ca în fig. 43 şi 44) sau prin intermediul unei transmisii cu roţi dinţate (vezi § 12).

Conform celor arătate la § 12, cuplajul electric este rar folosit.

Cu ajutorul transformatorului 3 alimentat de la reţea, la inelele colectoare ale convertizorului de frecvenţă se aplică o tensiune reglabilă, care este apoi obţinută la colector la frecvenţa de alunecare.

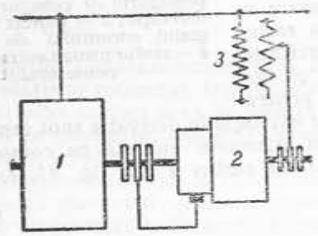


Fig. 43. Maşina asincronă cuplată în cascadă cu convertizorul de frecvenţă necompensat:
1 — maşina asincronă; 2 — convertizorul de frecvenţă necompensat; 3 — transformator auxiliar.

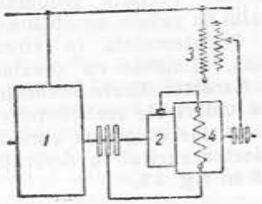


Fig. 44. Maşină asincronă cuplată în cascadă cu convertizorul de frecvenţă compensat:
1 — maşina asincronă; 2 — convertizorul de frecvenţă cu bobinaj de compensaţie 4; 3 — transformator auxiliar.

Pentru reglarea tensiunii aplicată inelelor colectoare la mărimea convenabilă, transformatorul 3 este prevăzut cu prize, sau în loc de transformator se foloseşte un regulator de inducţie cu simplă sau cu dublă variaţie.

Decalarea tensiunii reglabile U_r cu $\pi/2$ înaintea forţei electromotoare de alunecare E_2 se obţine prin reglajul cuplajului mecanic dintre maşina asincronă şi convertizor, în cazul convertizorului de frecvenţă compensat şi prin reglajul cuplajului sau prin decalarea periilor pe colector, la convertizorul necompensat.

Datorită faptului că tensiunea reglabilă U_r poate fi decalată în mod riguros cu $\pi/2$ faţă de forţa electromotoare de alunecare, convertizorul de frecvenţă nu influenţează alunecarea maşinii asincrone decât prin sporirea rezistenţei circuitului secundar în urma legării convertizorului la inele.

Pentru a se realiza o compensare complectă a puterii relative, tensiunea U_r a convertizorului de frecvenţă are mărimea minimă posibilă, atunci când ea este decalată cu $\pi/2$ înaintea forţei electromotoare secundare E_2; această tensiune minimă este egală cu tensiunea U_r necesară în cazul folosirii compensatorului cu excitaţie rotorică, multiplicată cu factorul $\cos\varphi_2$ (a se vedea fig. 28).

Datorită acestui fapt, puterea aparentă a convertizorului de frecvenţă este mai mică decât a compensatorului cu excitaţie rotorică.

Cu ajutorul convertizorului de frecvenţă, ca şi cu ajutorul compensatorului cu colector excitat în derivaţie, se poate obţine compensarea la orice sarcină a maşinii asincrone. Deasemenea este posibilă la orice sarcină şi chiar la mersul în gol, furnizarea de energie reactivă în reţea (maşina asincronă funcţionează ca maşină de putere reactivă).

Cu ajutorul transformatorului de alimentare se poate regla după voie tensiunea aplicată la inelele colectoare şi prin aceasta tensiunea U_r la colector, astfel încât se obţine gradul de compensare dorit.

Dacă se notează cu U_i tensiunea la inelele convertizorului, tensiunea reglabilă obţinută la colector are valoarea $U_r = U_i$ în cazul convertizorului necompensat şi valoarea $U_r = (1 - s)\, U_i$ în cazul convertizorului compensat (a se vedea § 12). Deoarece alunecarea maşinii asincrone este mică, se poate considera $U_r = U_i =$ constant în toate cazurile, astfel încât sarcina maşinii nu modifică prea mult valoarea factorului de putere.

Caracteristica factorului de putere şi diagrama curentului, în cazul cuplajului mecanic cu convertizorul de frecvenţă, sunt date în fig. 45 şi 46.

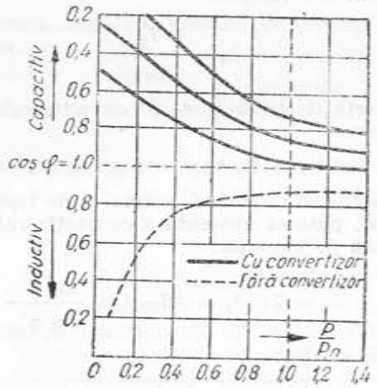


Fig. 45. Maşină asincronă cuplată în cascadă cu convertizorul de frecvenţă. Caracteristica factorului de putere.

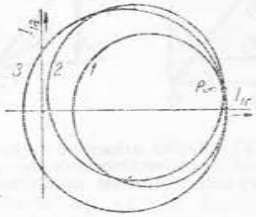


Fig. 46. Maşină asincronă cuplată în cascadă cu convertizorul de frecvenţă. Diagrama curentului:
1 — fără convertizor; 2 şi 3 — cu convertizor.

Pe diagrama curentului se constată că prin compensarea puterii reactive cuplul de desprindere este mai mare decât la maşina asincronă fără convertizor.

În cazul când maşina asincronă funcţionează ca maşină de putere reactivă, se utilizează în mod normal convertizorul de frecvenţă compensat care, după cum s'a arătat, prezintă condiţiuni de funcţionare mai favorabile din punct de vedere al comutaţiei.

Pentru reglajul tensiunii la colector, în acest ultim caz se utilizează un regulator de inducţie cu dublă variaţie, care este format din doi regulatori de inducţie legaţi cu bobinajele primare în paralel şi cu bobinajele secundare în serie. Rotoarele celor doi regulatori sunt rotite în sens contrar, astfel încât tensiunea secundară produsă de unul din regulatori să fie decalată înainte faţă de tensiunea primară, cu un unghi egal cu acela cu care este decalată în urmă tensiunea secun-

dară produsă de al doilea regulator; prin aceasta tensiunea secundară rezultantă este totdeauna în fază cu tensiunea primară.

La trecerea maşinii asincrone în regim de funcţionare ca generator, se produce în mod automat şi trecerea convertizorului de fază dela subsincronism la suprasincronism, ceeace determină o schimbare a succesiunii fazelor la colectorul convertizorului de frecvenţă. Din această cauză, inversarea legăturilor în vederea schimbării sensului de rotaţie a câmpului învârtitor, la trecerea în regim de funcţionare ca generator, nu mai este necesară.

β) *Calculul puterii aparente a convertizorului de frecvenţă.* După cum s'a arătat, convertizorul de frecvenţă poate realiza funcţionarea maşinii asincrone cu factor de putere $\cos \varphi = 1$ la plină sarcină; în acest caz, în gol maşina absoarbe un curent capacitiv şi poate realiza funcţionarea cu factor de putere practic egal cu 1 la toate sarcinile.

In plină sarcină, tensiunea reglabilă U_r a convertizorului trebue să fie decalată înaintea forţei electromotoare secundare E_2 cu $\pi/2$.

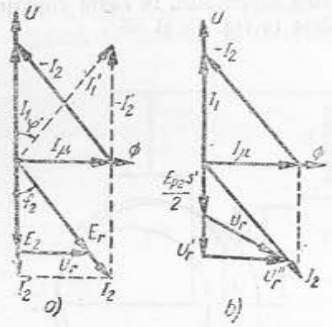


Fig. 47. Maşina asincronă cuplată în cascadă cu convertizorul de frecvenţă. Diagramele vectoriale aproximative.

Considerând diagramele vectoriale aproximative ale maşinii asincrone cuplată în cascadă cu convertizorul de frecvenţă (a se vedea fig. 47 *a*), curentul din circuitul secundar al maşinii are valoarea:

$$I_2 = \frac{I_2'}{\cos \varphi'},$$

iar forţa electromotoare a convertizorului are valoarea:

$$U_r = E_2 \operatorname{tg} \varphi' = E_{20}\, s \operatorname{tg} \varphi'. \qquad (21.1)$$

In consecinţă, ţinând seama şi de faptul că $s \approx s'$, puterea aparentă a convertizorului va fi dată de expresia:

$$S_c = 3 U_r I_2 = 3 E_{20} I_2' s' \frac{\operatorname{tg} \varphi'}{\cos \varphi'}.$$

Puterea motorului asincron fiind dată de relaţia:

$$P \approx 3 \eta E_{20} I_2',$$

se deduce că în cazul când se urmăreşte compensarea cu $\cos \varphi = 1$ la plină sarcină, puterea aparentă a convertizorului de frecvenţă va fi dată de expresia:

$$S_c = P \frac{s'}{\eta} \frac{\operatorname{tg} \varphi'}{\cos \varphi'} = P s' K. \qquad (21.2)$$

Pentru a se obţine compensarea la $\cos \varphi = 1$, în mod practic pentru toate sarcinile, este însă necesar ca tensiunea reglabilă U_r să aibă o componentă U_r' în fază cu E_{20} (a se vedea fig. 47 *b*) a cărei mărime este dată de expresia:

$$U_r' = \frac{1}{2} E_{20} s',$$

In această relaţie, ca şi mai înainte, prin s' s'a notat alunecarea maximă a motorului asincron necuplat în cascadă.

Prin aceasta (a se vedea relaţia 2.1), în gol, motorul asincron va funcţiona cu o viteză puţin suprasincronă, deci cu alunecarea negativă:

$$s_0 = -\frac{1}{2} s'.$$

La jumătate din sarcina nominală va funcţiona cu viteză apropiată de viteza de sincronism, iar la plină sarcină va funcţiona cu viteza puţin subsincronă, deci cu alunecare pozitivă:

$$s = \frac{1}{2} s'.$$

Ca şi în cazul precedent, tensiunea reglabilă trebue să aibă deasemeni o componentă U_r'' decalată cu $\pi/2$ înaintea forţei electromotoare secundară E_{20}, de valoare:

$$U_r'' = E_{20}\, s' \operatorname{tg} \varphi'.$$

Tensiunea reglabilă produsă de convertizorul de frecvenţă va fi deci dată de relaţia:

$$U_r = \sqrt{U_r'^2 + U_r''^2} = E_{20}\, s' \sqrt{\frac{1}{4} + \operatorname{tg}^2 \varphi'}, \qquad (21.3)$$

iar puterea aparentă a convertizorului va fi dată de relaţia:

$$S_c = 3 U_r I_2 = P s' \frac{\sqrt{\frac{1}{4} + \operatorname{tg}^2 \varphi'}}{\eta \cos \varphi'} = P s' K. \qquad (21.4)$$

Valorile coeficientului K din relaţia (21.4) sunt date în fig. 48 *a* în funcţie de

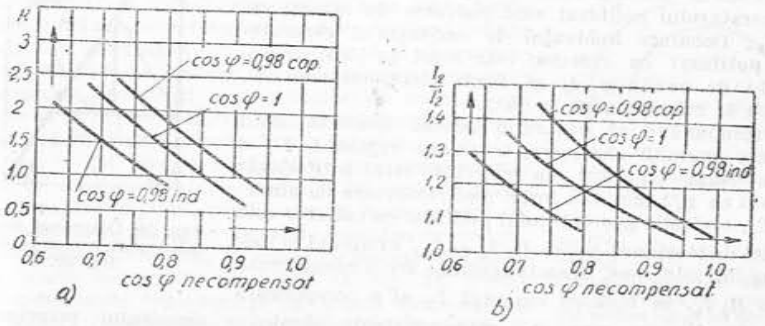


Fig. 48. Curbele de variaţie a factorului K şi a raportului I_2/I_2' pentru calculul puterii aparente a convertizorului de frecvenţă.

valoarea factorului de putere la plină sarcină pentru maşina asincronă necompensată şi anume pentru compensarea la $\cos \varphi = 0{,}98$ inductiv, compensarea

ca $\cos\varphi = 1$, şi compensarea la $\cos\varphi = 0{,}98$ capacitiv. In fig. 48 *b* sunt date urbele de variaţie a curentului secundar I_2 în aceleaşi condiţii ca mai sus.

22. **Cuplajul cu generatorul polifazat cu colector.** In scopul îmbunătăţirii factorului de putere, generatorul polifazat cu colector poate fi folosit fie în montaj cu excitaţie derivaţie, fie în montaj cu excitaţie separată. Montajul în care maşina are excitaţie derivaţie este arătat în fig. 49. Maşina auxiliară poate fi cuplată cu maşina asincronă fie mecanic ca în figură, fie electric. In cazul cuplajului mecanic, pentru anumite valori ale rezistenţei circuitului de excitaţie, la turaţia sincronă a maşinii asincrone, deci când $E_2 = 0$, generatorul polifazat cu colector se va autoexcita în curent continuu şi va funcţiona ca un generator derivaţie de curent continuu. In acest caz, sau numai două din fazele rotorului şi ale circuitului de excitaţie sunt parcurse de curent, sau toate fazele sunt parcurse de curentul de autoexcitaţie. Curentul de autoexcitaţie se închide prin fazele rotorului maşinii asincrone şi produce fluxul secundar Φ_2. Dacă maşina asincronă nu este încărcată, atunci, ca şi la motorul sincron, rotorul ia în spaţiu o poziţie pentru care în orice moment axa forţei magnetomotoare rotorice coincide cu axa forţei magnetomotoare statorice. Prin aceasta, statorul este descărcat de curentul magnetizant şi deci se produce îmbunătăţirea factorului de putere. In acest caz, maşina merge în sincronism.

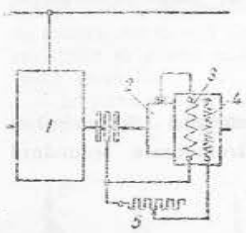


Fig. 49. Maşina asincronă montată în cascadă cu generatorul polifazat cu colector cu excitaţie derivaţie:
1 — maşina asincronă; *2* — generatorul polifazat cu colector cu bobinaj de excitaţie *4* şi bobinaj de compensaţie *3*; *5* — reostat pentru reglaiul curenţilor de excitaţie.

In sarcină, rotorul maşinii asincrone trebue însă să alunece faţă de câmpul învârtitor la fel ca şi rotorul maşinii necompensate. Generatorul polifazat cu colector se excită în curent alternativ şi produce o forţă electromotoare U_r decalată cu $\pi/2$ (fig. 50) înaintea forţei electromotoare de alunecare E_2. Diagrama din fig. 50 este întocmită neglijând căderile de tensiune produse în rotorul maşinii asincrone de către curentul de excitaţie I_e al generatorului polifazat. In consecinţă rotorul maşinii asincrone şi circuitul principal al generatorului polifazat sunt parcurse de acelaşi curent I_2. Deoarece bobinajul de excitaţie al generatorului polifazat cu colector este legat în stea, curentul său de excitaţie I_e şi forţa electromotoare U_r produsă la colector sunt în fază.

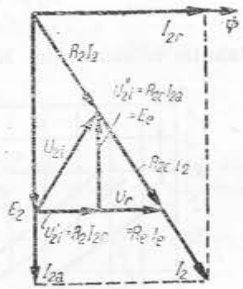


Fig. 50 Diagrama tensiunilor pentru montajul din fig. 49.

Presupunând că pentru o sarcină anumită, adică pentru o anumită alunecare, tensiunea reglabilă U_r a generatorului polifazat cu colector este într'adevăr decalată cu $\pi/2$ înaintea forţei electromotoare de alunecare E_2, excitaţia generatorului polifazat cu colector este produsă de tensiunea $\overline{U}_{2i} = R_2 I_2 - \overline{E}_2$, existentă la inelele maşinii asincrone. Această tensiune are o componentă $U'_{2i} = R_2 I_{2r}$ în fază cu curentul I_{2r} şi o componentă $U''_{2i} = R_{2c} I_{2a}$ (în care R_{2c} este rezistenţa ohmică a circuitului principal a generatorului polifazat cu colector), în opoziţie de fază cu curentul I_{2a}. Pentru ca tensiunea reglabilă produsă de generatorul polifazat cu colector să fie decalată cu $\pi/2$ înaintea forţei electromotoare de alunecare E_2, trebue ca curentul său de excitaţie I_e să aibă faţă de E_2 acelaşi decalaj de $\pi/2$ şi în consecinţă bobinajul de excitaţie al generatorului va trebui să aibă o rezistenţă

R_e şi o reactanţă $X_e = L_e s\omega$ astfel dimenisonate încât pentru acea alunecare, componenta U'_{2i} a tensiunii la inele să acopere căderea ohmică de tensiune în bobinajul de excitaţie al generatorului polifazat, adică:

$$R_2 I_{2r} = R_{2e} I_e , \tag{22.1}$$

iar componenta U''_{2i} să acopere căderea inductivă de tensiune în acelaşi bobinaj (sau forţa contraelectromotoare E_e a bobinajului de excitaţie, indusă de câmpul învârtitor), adică:

$$R_{2c} I_{2a} = s\omega L_e I_e = E_e . \tag{22.2}$$

Deoarece $I_{2a} = \dfrac{E_2}{R_2 + R_{2c}} = \dfrac{sE_{20}}{R_2 + R_{2c}}$, relaţia (22.2) dovedeşte că curentul de excitaţie I_e are o valoare independentă de alunecare şi în consecinţă, generatorul polifazat cu colector va funcţiona cu flux constant şi va produce o tensiune U_r deasemenea constantă, independentă de alunecare. Pe de altă parte, din relaţia U_r=constant se deduce $I_{2r} = \dfrac{U_r}{R_2 + R_{2c}}$ = constant, astfel încât relaţiile (22.1) şi (22.2) se menţin valabile pentru orice altă alunecare. In concluzie, tensiunea reglabilă U_r va rămâne constantă şi decalată cu $\pi/2$ faţă de E_2 la orice sarcină.

La mersul în gol, curentul I_{2a} şi alunecarea se anulează, iar curentul $I_{2r} = I_2$, curentul I_e şi tensiunile U'_{2i}, U_r iau valorile constante corespunzătoare cu valorile momentane ale acestor mărimi alternative trifazate, în momentul anulării alunecării, adică se produce autoexcitaţia în curent continuu. Pentru ca această stare de funcţionare să fie stabilă, generatorul polifazat cu colector trebue să funcţioneze saturat.

Dacă datorită valorii nepotrivite a rezistenţei circuitului de excitaţie, autoexcitaţia maşinii auxiliare este imposibilă, compensarea puterii reactive la mersul în gol cu viteza sincronă nu este posibilă, deoarece curentul rotoric este nul.

Dacă în gol maşina auxiliară poate funcţiona autoexcitată, maşina asincronă are o singură viteză de mers în gol şi anume viteza sincronă, la care se produce compensarea energiei reactive. Dacă însă maşina auxiliară nu poate funcţiona autoexcitată, maşina asincronă are trei viteze de mers în gol şi anume: o viteză sincronă la care nu se poate produce compensarea energiei reactive şi două viteze apropiate de sincronism, una subsincronă şi alta suprasincronă, la care se produce din nou compensarea energiei reactive. In acest caz, vitezele de mers în gol sincrone şi suprasincrone, nu se pot realiza decât dacă maşina asincronă este antrenată din exterior.

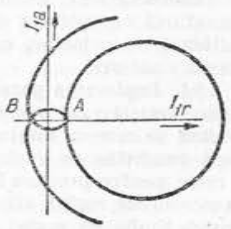


Fig. 51. Motorul asincron cuplat în cascadă cu generatorul polifazat cu colector. Diagrama curentului pentru cazul că maşina auxiliară nu se autoexcită la mersul în gol.

Dacă în gol maşina auxiliară nu este autoexcitată, atunci, în sarcină, tensiunea reglabilă îşi schimbă mărimea şi faza, astfel încât, pentru sarcini mici, gradul de compensare al maşinii asincrone creşte simultan cu sarcina.

Diagrama curentului, în cazul că maşina auxiliară nu se poate autoexcita este dată în fig. 51. Punctul *A* corespunde funcţionării cu viteza sincronă; în acest punct, funcţionarea este instabilă. Punctul *B* corespunde mersului în gol subsincron sau suprasincron.

Caracteristica factorului de putere este asemănătoare cu cea a montajului în care este folosit compensatorul cu colector excitat în derivaţie (fig. 41).

Reglarea mărimii forţei electromotoare compensatoare U_r se face prin variaţia rezistenţei introdusă în circuitul de excitaţie al maşinii auxiliare sau variaţia vitezei motorului care antrenează această maşină (în cazul cuplajului electric).

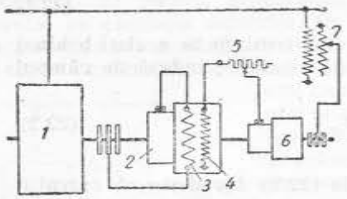


Fig. 52. Maşina asincronă montată în cascadă cu generatorul polifazat cu colector cu şi cu excitaţie separată: *1* — maşina asincronă; *2* — generatorul polifazat cu colector cu bobinaj de compensaţie *3* şi bobinaj de excitaţie *4*; *5* — reostat de reglaj al curentului de excitaţie; 6 — convertizor de frecvenţă; 7 — transformator auxiliar.

Montajul maşinii asincrone cu generatorul polifazat cu colector şi cu excitaţie separată este indicat în fig. 52.

Curentul de excitaţie al generatorului polifazat cu colector este furnizat de un convertizor de frecvenţă, care trebue să fie cuplat mecanic cu maşina asincronă, deoarece generatorul polifazat cu colector trebue excitat cu un curent având frecvenţa alunecării. Cuplajul generatorului cu maşina asincronă poate fi mecanic (fig. 52) sau electric. In cazul montajului cu excitaţie separată, reglajul fazei forţei electromotoare U_r obţinută la colectorul generatorului se face prin decalarea periilor pe colectorul convertizorului de frecvenţă. Reglajul valorii acestei forţe electromotoare se face fie prin variaţia rezistenţei intercalate în circuitul de excitaţie al generatorului polifazat cu colector, fie prin variaţia tensiunii aplicate la inelele convertizorului de frecvenţă. Caracteristica factorului de putere şi diagrama curentului, în cazul folosirii generatorului polifazat, cu colector şi excitaţie separată, sunt aceleaşi ca şi în cazul convertizorului de frecvenţă (fig. 45 şi 46). Acest montaj este folosit în special pentru maşinile care furnizează în reţea putere reactivă.

D. Montaje pentru reglarea vitezei şi îmbunătăţirea factorului de putere

23. **Generalităţi.** In montajele pentru reglarea vitezei, totdeauna asociate şi cu îmbunătăţirea factorului de putere, se folosesc ca maşini auxiliare: compensatorul cu colector excitat în serie, convertizorul de frecvenţă, generatorul polifazat cu colector, comutatricea sau convertizorul motor sincron-generator de curent continuu.

24. **Deplasarea paralelă a caracteristicei naturale a maşinii asincrone.** Deplasarea paralelă a caracteristicei naturale a maşinilor asincrone este folosită în cazurile în care se cere ca maşina să aibă o caracteristică derivaţie, dar cu viteză reglabilă după condiţiile de exploatare; acesta este cazul liniilor de laminoare (în special al celor pentru produse finite), al instalaţiilor de compresoare şi ventilatoare, etc. Domeniul de reglaj atinge cel mult $\pm$ (30—50) % din valoarea vitezei naturale. Pentru limite de reglaj mai mari, tensiunea la colector capătă valori prea mari şi construcţia maşinilor auxiliare devine neavantajoasă.

Pentru deplasarea paralelă a caracteristicei de viteză trebue ca în circuitul rotoric al maşinii asincrone să se introducă o tensiune U_r independentă de alunecarea acesteia, dar de mărime reglabilă după voie în fază sau opoziţie de fază cu forţa electromotoare de alunecare E_2 (a se vedea § 2α). In acest scop sunt utilizate: convertizorul de frecvenţă, generatorul polifazat cu colector, comutatricea şi cascada asincronă-sincronă.

α) *Cuplajul cu convertizorul de frecvenţă.* Montajul cu convertizorul de frecvenţă, pentru reglarea vitezei simultan cu îmbunătăţirea factorului de putere şi anume cazul cuplajului mecanic, este arătat în fig. 53.

Acest montaj se deosebeşte de montajul folosit pentru îmbunătăţirea factorului de putere (fig. 43 şi 44), prin faptul că tensiunea aplicată la inelele colectoare ale convertizorului prin intermediul transformatorului auxiliar *4*, trebue să fie reglabilă atât ca mărime cât şi ca fază, aceasta deoarece este necesar ca tensiunea obţinută la inelele maşinii asincrone să aibă o componentă în fază sau opo-

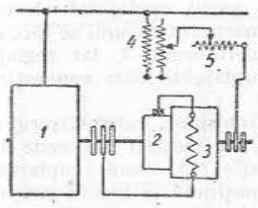


Fig. 53. Maşina asincronă cu plată mecanic în cascadă cu convertizorul de frecvenţă: Montaj pentru deplasarea paralelă a caracteristicei naturale: *1* — maşină asincronă; *2* — convertizor de frecvenţă cu bobinaj de compensaţie *3*; *4*, *5* — transformator auxiliar.

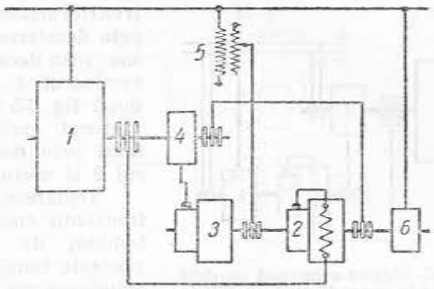


Fig. 54. Maşina asincronă cuplată electric în cascadă cu convertizorul de frecvenţă. Montaj pentru deplasarea paralelă a caracteristicei naturale: *1* — maşina asincronă; *2* — convertizor de frecvenţă compensat; *3* — convertizor de frecvenţă necompensat; *4* — excitatrice asincronă; *5* — transformator auxiliar; *6* — motor pentru antrenarea maşinilor auxiliare *2* şi *2*.

ziţie de fază cu forţa electromotoare de alunecare (pentru reglarea vitezei) şi o componentă decalată cu $\pi/2$ faţă de ea (pentru compensarea puterii reactive). In acest scop, transformatorul auxiliar *4* este constituit fie dintr'un transformator static în serie cu un regulator de inducţie, fie că este constituit din convertizorul sincron-sincron (a se vedea § 12). In acest ultim caz, viteza şi factorul de putere se reglează prin variaţia rezistenţei celor două bobinaje de excitaţie ale generatorului sincron. Convertizorul de frecvenţă poate avea fie trei perii (fig. 53) fie şase perii. Cuplajul electric cu convertizorul de frecvenţă este arătat în fig. 54. In acest caz, convertizorul de frecvenţă poate fi antrenat cu orice viteză, datorită faptului că în circuitul său de excitaţie este cuplat în serie un convertizor de frecvenţă auxiliar *3* în serie cu un generator asincron auxiliar *4*, cuplat mecanic cu maşina asincronă principală *1*. Convertizorul principal *2* trebue să aibă bobinaj de compensaţie pentru a i se reduce curentul de excitaţie, deci puterea aparentă a maşinilor auxiliare *3* şi *4* (a se vedea punctul 12).

Dacă n, n_1, n_e, n_{e1} reprezintă în ordine turaţia maşinilor *1*, *4*, *2*, *3*, iar p, p_1, p_e, p_{e1} numărul de poli ai aceloraşi maşini, atunci cuplajele mecanice trebue să fie astfel făcute încât să fie îndeplinite condiţiile:

$$\frac{n_1}{n} = \frac{p}{p_1}; \quad \frac{n_{e1}}{n} = \frac{p_e}{p_{e1}}.$$

Dacă câmpurile învârtitoare ale maşinilor au sens corect, atunci frecvenţa obţinută la inelele maşinii asincrone principale este egală cu sf, independent de viteza maşinii de antrenare *6*.

O altă variantă a cuplajului electric din fig. 54 este dată în fig. 55. In acest montaj, inelele colectoare ale convertizorului de frecvenţă *2* sunt alimentate de generatorul sincron *3* cu frecvenţa $(1 - s) f$. Convertizorul de frecvenţă fiind antrenat cu viteza de sincronism prin maşina sincronă *4* (frecvenţa sa de rotaţie este egală cu f), la inelele maşinii asincrone se obţine frecvenţa sf, adică frecvenţa alunecării. In cazul cuplajului electric după fig. 54, reglajul tensiunii aplicate inelelor maşinii asincrone se poate face cu ajutorul transformatorului *5*, iar reglajul fazei sale se face prin decalarea periilor convertizorului auxiliar *3* sau prin decalarea cuplajului mecanic între convertizorul *2* şi *3*. In cazul cuplajului electric după fig. 55 reglajul mărimii tensiunii se face cu ajutorul excitaţiei generatorului *3*, iar reglajul fazei prin decalarea cuplajului între convertizorul *2* şi motorul *4*.

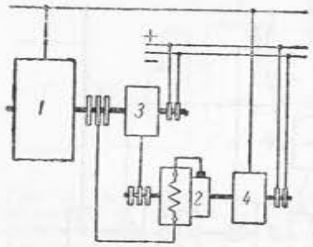


Fig. 55. Maşina asincronă cuplată electric în cascadă cu convertizorul de frecvenţă. Montaj pentru deplasarea paralelă a caracteristicei naturale:
1 — maşina asincronă; *2* — convertizor de frecvenţă compensat; *3* — generator sincron; *4* — maşină sincronă.

Deoarece, în mod obişnuit, convertizorul de frecvenţă cuplat la inelele maşinii asincrone are bobinaj de compensaţie, în cazul cuplajului mecanic tensiunea U_r obţinută la inelele maşinii asincrone nu este constantă, ci variază proporţional cu expresia $(1 - s)$, aşa încât prin variaţia vitezei se schimbă şi valoarea factorului de putere. Din acest motiv, regulatorul de fază este reglat pentru o valoare medie a factorului de putere, iar cu ajutorul transformatorului de reglaj al vitezei se obţin diferite trepte de viteză. Treapta pentru care transformatorul de reglaj al vitezei dă tensiunea 0, corespunde caracteristicei naturale a maşinii asincrone. In toate cazurile, pentru a putea trece la viteza de suprasincronism este necesar ca să existe posibilitatea de a roti faza tensiunii U_r cu π; mijlocul prin care se realizează acest lucru depinde de montaj. In cazul când pentru reglajul vitezei se foloseşte un transformator, rotirea vectorului U_r cu π se realizează prin schimbarea prizelor în sens contrar faţă de punctul neutru al bobinajului secundar; dacă montajul cuprinde un generator sincron se inversează excitaţia acestuia, iar dacă montajul cuprinde un convertizor auxiliar sau o excitatrice asincronă auxiliară (fig. 54) se schimbă aici ordinea de succesiune a fazelor.

Diagrama vectorială a maşinii asincrone este analogă cu cea din fig. 9, iar diagrama curentului este un cerc (cercul *2* fig. 46).

β) *Cuplajul cu generatorul polifazat cu colector.* Montajul în cascadă cu generatorul polifazat cu colector este reprezentat în fig. 56, 57 şi 58. In primul caz (fig. 56) excitaţia generatorului polifazat cu colector este luată de la inelele colectoare ale maşinii asincrone printr'un transformator de excitaţie. In al doilea caz (fig. 57), bobinajul de excitaţie al generatorului polifazat cu colector este alimentat atât printr'un transformator de excitaţie de la inelele colectoare ale maşinii asincrone, cât şi dela un convertizor de frecvenţă cuplat mecanic cu maşina asincronă.

Montajul din fig. 56 este folosit numai dacă domeniul de reglaj cuprinde exclusiv viteze subsincrone. Intr'adevăr, în acest montaj nu este posibilă funcţionarea cu viteza de sincronism, întrucât la această viteză generatorul polifazat cu colector este lipsit de excitaţie. Dimpotrivă, montajul din fig. 57 se foloseşte dacă este necesar un reglaj de viteză atât subsincron cât şi suprasincron; realizarea vitezelor suprasincrone este posibilă deoarece convertizorul de frecvenţă continuă să furnizeze curentul de excitaţie şi la sincronism. Funcţionarea la viteza de sincronism nu este însă în general stabilă. Pentru a se produce deplasarea

paralelă a caracteristicii naturale, componenta $U_r \cos\gamma$ a tensiunii furnizate de generatorul polifazat cu colector, servind pentru reglajul vitezei, trebue să fie independentă de sarcină, dar reglabilă după voie şi anume trebue să i se poată da valori proporţionale cu alunecarea dorită. Componenta $U_r \sin\gamma$, servind pentru compensarea puterii reactive, trebue să fie aproximativ constantă. Cu

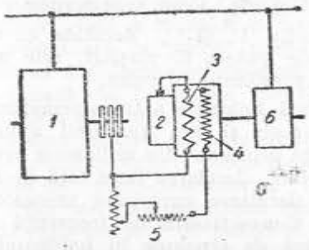


Fig. 56. Maşina asincronă cuplată în cascadă cu generatorul polifazat cu colector. Deplasarea paralelă a caracteristicei naturale pentru mersul subsincron:
1 — maşina asincronă; *2* — generator polifazat cu colector cu bobinaj de compensaţie *3* şi bobinaj de excitaţie *4*; *5* — transformator de excitaţie; *6* — maşină pentru antrenare.

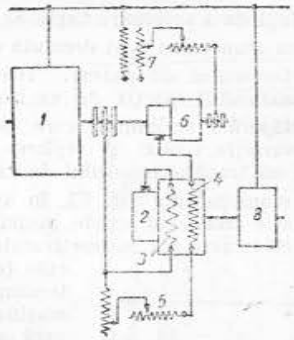


Fig. 57. Maşina asincronă cuplată în cascadă cu generatorul polifazat cu colector. Deplasarea paralelă a caracteristicei naturale pentru mersul subsincron şi suprasincron:
1 — maşina asincronă; *2* — generatorul polifazat cu colector cu bobinaj de compensaţie *3* şi bobinaj de excitaţie *4*; *5* — transformator de excitaţie; *6* — convertizor de frecvenţă; *7* — transformator auxiliar; *8* — maşină de antrenare.

privire la excitaţia generatorului polifazat cu colector trebue observat următoarele: în bobinajul de excitaţie al acestei maşini, fluxul principal de excitaţie induce o forţă electromotoare a cărei frecvenţă este egală cu frecvenţa de alunecare. Deoarece fluxul principal este produs chiar de curentul de excitaţie, această forţă electromotoare este o forţă electromotoare de autoinducţie. Pentru ca bobinajul de excitaţie să fie parcurs de un anumit curent, tensiunea aplicată bobinajului de excitaţie trebue să aibă două componente: o componentă care să acopere căderea ohmică de tensiune în bobinajul de excitaţie şi alta pentru acoperirea căderii inductive de tensiune (pentru echilibrarea forţei electromotoare de autoinducţie). Rezistenţa ohmică a bobinajului de excitaţie este însă constantă, în timp ce reactanţa sa (corespunzătoare forţei electromotoare de autoinducţie) este proporţională cu frecvenţa. In apropierea sincronismului predomină rezistenţa ohmică a bobinajului iar la alunecări mari predomină reactanţa, deci rezistenţa ohmică poate fi neglijată; în consecinţă la alunecări mari bobinajul de excitaţie al generatorului polifazat cu colector poate fi privit ca un bobinaj având numai reactanţă proporţională cu alunecarea. Conform celor arătate anterior, tensiunea reglabilă U_r produsă de acest generator trebue să aibă o componentă $U_r' = U_r \cos\gamma$ proporţională cu alunecarea s_0 dorită la mersul în gol (aproximativ egală şi cu alunecarea în sarcină) şi o componentă $U_r'' = U_r \sin\gamma$ constantă. Bobinajul de excitaţie al generatorului trebue să fie parcurs de un curent de excitaţie I_e, care să aibă deasemeni două componente: o componentă I_e' în fază

cu U_r' şi proporţională cu s_0 şi o a doua componentă I_e'' constantă şi în fază cu U_r''. Cele două componente I_e' şi I_e'' sunt deasemeni decalate cu $\pi/2$. Pentru a obţine curenţii I_e' şi I_e'', bobinajului de excitaţie al generatorului polifazat cu colector trebue să i se aplice o tensiune U_e care să aibă deasemeni două componente: o componentă U_e' proporţională cu pătratul alunecării s_0 şi decalată cu $\pi/2$ înainte faţă de U_r'', pentru reglarea vitezei; o a două componentă U_e'', proporţională cu alunecarea s_0 şi decalată cu $\pi/2$ înainte faţă de U_r'', pentru îmbunătăţirea factorului de putere. Tensiunea $\overline{U}_e = \overline{U}_e' + \overline{U}_e''$ se obţine cu ajutorul transformatorului special de excitaţie 5 (fig. 56 şi 57). Acest transformator are două înfăşurări secundare care produc tensiunile U_e' şi U_e'' decalate cu $\pi/2$. Pentru variaţia vitezei şi reglarea factorului de putere al maşinii, cele două bobinaje ale transformatorului de excitaţie sunt prevăzute cu prize.

La montajul din fig. 57, în afara celor două bobinaje a transformatorului de excitaţie trebue să existe posibilitatea de a regla şi faza tensiunii aplicată inelelor colectoare ale convertizorului de frecvenţă prin unul din mijloacele cunoscute (decalarea periilor, decalarea fazei faţă de faza tensiunii la stator, decalarea cuplajului mecanic cu maşina asincronă). Convertizorul de frecvenţă acoperă căderea ohmică de tensiune în bobinajul de excitaţie iar transformatorul de excitaţie acoperă căderea inductivă de tensiune în acest bobinaj. Prin această măsură grupul funcţionează stabil şi la viteza de sincronism.

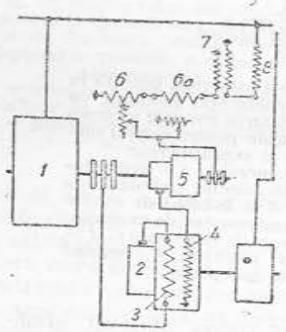


Fig. 58. Maşina asincronă cuplată în cascadă cu generatorul polifazat cu colector. Deplasarea paralelă a caracteristicei naturale pentru mersul subsincron şi suprasincron: *1* — maşina asincronă; *2* — generatorul polifazat cu colector cu bobinaj de compensaţie *3* şi bobinaj de excitaţie *4*; *5* — convertizor de frecvenţă; *6, 6a* — transformatori pentru producerea componentelor de reglaj al curentului de excitaţie; *7* — transformator de intensitate; *8* — bobină de inducţie (de reactanţă).

Altă posibilitate de montaj a generatorului polifazat cu colector este arătată în fig. 58. Excitaţia acestui generator este dată de convertizorul de frecvenţă necompensat *5*. In circuitul de alimentare al inelelor convertizorului se montează şi o bobină de inducţie *8*. Deoarece convertizorul este necompensat, acţiunea acestei bobine este aceeaşi ca şi când ea ar fi montată în circuitul colectorului convertizorului de frecvenţă (adică în circuitul de excitaţie al generatorului polifazat cu colector), cu deosebirea că în montajul conform fig. 58 reactanţa bobinei rămâne constantă şi anume la valoarea corespunzătoare frecvenţei reţelei. In acest montaj, reactanţa bobinei de inducţie are o valoare cu mult mai mare decât valoarea pe care ar avea-o bobinajul de excitaţie al generatorului polifazat cu colector la alunecarea cea mai mare. Reactanţa bobinajului de excitaţie fiind astfel neglijabilă faţă de reactanţa bobinei de inducţie *8*, se poate considera că reactanţa întregului circuit de excitaţie este constantă.

In consecinţă, nu mai este necesar ca tensiunea la bornele bobinajului de excitaţie să varieze proporţional cu alunecarea şi nu mai este necesar transformatorul de excitaţie. Reglajul vitezei şi al factorului de putere se face în acest caz în acelaşi mod ca şi în cazul folosirii convertizorului de frecvenţă (fig. 53).

Doarece curentul parcurgând bobina de inducţie *8* este aproape constant (independent de turaţie) transformatorul *7* lucrează ca transformator de curent cu număr constant de spire iar transformatorii de reglaj *6* şi *6a* lucrează ca transformatori de curent cu număr de spire variabil. In consecinţă, componentele

curentului de excitaţie se pot regla independent dacă bobinajele primare ale transformatorilor de reglaj *6* şi *6a* se leagă în serie, iar bobinajele lor secundare în paralel. In acest mod, curentul de excitaţie al generatorului polifazat este egal cu suma curenţilor din bobinajele secundare ale transformatorilor, deci se poate face reglajul independent al vitezei şi factorului de putere.

γ) *Cuplajul cu comutatricea.* Montajul corespunde schemei din fig. 59. La inelele maşinii asincrone *1* este legată o comutatrice *2* care alimentează un motor de curent continuu *3* cu excitaţie separată *4*. Motorul de curent continuu antrenează un generator asincron *7*, care restituie reţelei puterea corespunzătoare alunecării. Deoarece rotorul maşinii asincrone *7* are viteza aproximativ constantă, impusă de funcţionarea maşinii *7* ca generator, pentru o valoare dată a fluxului de excitaţie, forţa electromotoare la periile maşinii de curent continuu *3* şi forţa electromotoare alternativă U_r indusă în bobinajul comutatricei sunt deasemeni constante, astfel încât se realizează deplasarea paralelă a caracteristicei naturale, corespunzător valorii fluxului de excitaţie în maşina de curent continuu.

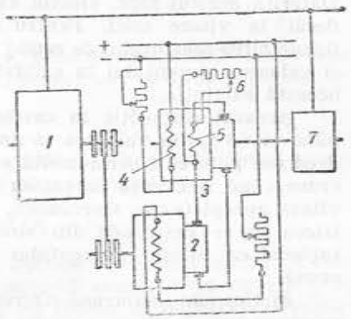


Fig. 59. Maşina asincronă cuplată în cascadă cu comutatrice. Montaj pentru deplasarea paralelă a caracteristicei naturale: *1* — maşina asincronă; *2* — comutatrice; *3* — maşina de curent continuu cu excitaţie separată *4*, excitaţie serie *5*, şi şunt reglabil *6*; *7* — generator asincron.

Prin variaţia excitaţiei comutatricei se poate regla factorul de putere al maşinii asincrone, deoarece curentul alternativ la inele comutatricii, ca la orice maşină sincronă, depinde în mărime şi fază, de valoarea excitaţiei; pentru a produce compensarea, comutatricea trebue să fie supraexcitată, în caz contrar factorul de putere se înrăutăţeşte. Cu toate acestea, compensarea la $\cos\varphi = 1$ produce o creştere prea mare a curentului secundar şi deoarece simultan cresc prea mult pierderile prin efect Lenz-Joule în circuitul secundar, este mai raţional a se îmbunătăţi factorul de putere numai până la valoarea $\cos\varphi \approx 0{,}96$.

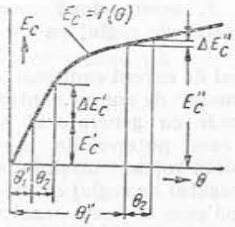


Fig. 60. Producerea forţei contraelectromotoare E_c în maşina de curent continuu *3*, pentru montajul din fig. 59.

Comutatricea se execută deobicei cu şase faze, chiar dacă maşina asincronă este trifazată, pentru a micşora pierderile prin efect Lenz-Joule şi a mări randamentul agregatului.

Pentru evitarea şocurilor de sarcină este util ca pe axul maşinii asincrone să fie prevăzut un volant.

Pentru ca energia volantului să poată fi utilizată în mod favorabil este însă necesar ca motorul de curent continuu să aibă o excitaţie mixtă. In acest scop, el este prevăzut şi cu o excitaţie serie adiţională *5*, şuntată printr'un reostat reglabil *6*. Când sarcina creşte, datorită excitaţiei serie adiţionale creşte tensiunea la bornele motorului *3* şi corespunzător creşte şi tensiunea la inelele comutatricei, ceea ce provoacă scăderea vitezei într'o măsură mai mare. Prin scăderea vitezei, volantul poate ceda energia sa cinetică. Necesitatea reostatului reglabil *6* rezultă din următoarele considerente.

In motorul de curent continuu, forţa magnetomotoare a excitaţiei se compune pe deoparte din forţa magnetomotoare Θ_1 produsă de excitaţia separată, iar pe de altă parte din forţa magnetomotoare Θ_2 produsă de excitaţia serie.

In cazul când grupul funcţionează cu o viteză mare, deci cu o valoarea mică a fluxului Φ în maşina *5*, respectiv o valoare mică a forţei magnetomotoare Θ_1' produse de excitaţia separată, adică în regim nesaturat, forţă magnetomotoare a excitaţiei serie adiţionale Θ_2 determină o creştere importantă $\Delta E_c'$ a forţei contraelectromotoare produsă de motorul de curent continuu (fig. 60). Dimpotrivă, dacă grupul funcţionează cu o viteză mică, deci cu o valoare mare a fluxului Φ, respectiv a forţei magnetomotoare Θ_1'' produse de excitaţia separată, adică în regim saturat, aceeaşi forţă magnetomotoare adiţională Θ_2 nu va produce decât o variaţie neglijabilă $\Delta E_c''$, a forţei contraelectromotoare a motorului de curent continuu. Datorită acestui fapt, efectul excitaţiei serie este mult mai mare la viteze mari decât la viteze mici. Pentru a uniformiza efectul excitaţiei serie, simultan cu manevrarea reostatului de reglaj al excitaţiei separate, este necesar de a se regla şi valoarea curentului în excitaţie serie, cu ajutorul reostatului care şuntează această excitaţie.

Această dispoziţie în cascadă permite micşorarea vitezei maşinii asincrone până la 50% din valoarea sa nominală, însă numai subsincron. Cu toate acestea, deoarece puterea sincronizantă a comutatricei este mică în apropierea vitezei sincrone, când frecvenţa curenţilor de alunecare este mică, se poate întâmpla ca la viteze apropiate de sincronism, în cazul unei variaţii mari de sarcină, comutatricea să se desprindă din sincronism. Pentru a preveni acest fenomen este raţional ca viteza agregatului să nu depăşească 93—94% din viteza sincronă.

δ) *Cascada asincronă-sincronă.* Pentru montaje în cascadă în care motorul asincron principal are o putere foarte mare şi este necesar un reglaj de viteză în limite largi, ca de exemplu la instalaţia de ventilatoare pentru tuneluri aerodinamice, cuplajul în cascadă cu comutatrice, conform fig. 59, a condus la puteri exagerat de mari pentru agregatul de reglaj. Inconvenientul a fost micşorat folosind un reglaj cu maşini sincrone şi maşini de curent continuu, aşa după cum se arată în fig. 61. Puterea de alunecare este primită de un motor sincron, *2*, cuplat mecanic cu un generator de curent continuu *3*; aceste două maşini formează agregatul de reglaj cu viteza variabilă.

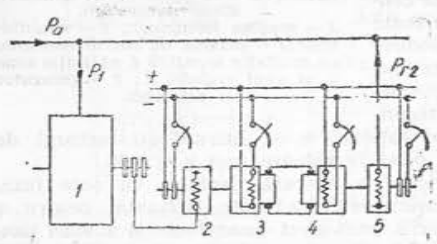


Fig. 61. Cascada asincron-sincronă. Montaj pentru deplasarea paralelă a caracteristicei naturale:
1 — maşina asincronă; *2* — motor sincron; *3* — generator de curent continuu; *4* — motor de curent continuu; *5* — generator sincron.

Generatorul de curent continuu alimentează un motor de curent continuu *4*, cuplat mecanic cu generatorul sincron *5* prin care puterea de alunecare este înapoiată reţelei; maşinile *4* şi *5* formează agregatul de reglaj cu viteză constantă. După cum se poate constata, în comparaţie cu montajul din fig. 59, în cazul de faţă comutatricea a fost înlocuită cu un grup motor sincron-generator de curent continuu, cele două montaje fiind însă echivalente din punct de vedere energetic. Reglajul vitezei motorului principal *1* se face cu ajutorul agregatului de viteză variabilă (maşinile *2* şi *3*) deoarece maşina asincronă *1* funcţionând în regim de dublă alimentare — prin stator dela reţea şi prin rotor de la maşina sincronă *2* — va avea o viteză corespunzătoare diferenţei de frecvenţă între reţea şi maşina sincronă *2*. Reglarea vitezei se face deci, reglând excitaţia maşinilor *3* sau *4*.

Pornirea grupului se face pornind întâi grupul de reglaj cu viteza constantă. Ulterior se porneşte şi grupul de reglaj cu viteza variabilă; în acest scop maşina sincronă *2* trebue excitată şi pusă în parelel cu reţeaua prin inelele maşinii

asincrone, după care se porneşte şi motorul principal, reglându-i-se viteza la valoarea necesară. Intreaga operaţie de pornire poate fi automatizată.

In cazul că montajul este folosit pentru antrenarea instalaţiei de ventilatoare a tunelurilor aerodinamice, puterile în agregat se determină ţinând seama de faptul că cuplul rezistent variază proporţional cu pătratul vitezei, iar puterea necesară variază proporţional cu cubul vitezei.

In consecinţă, neglijând pierderile, puterea P_a, absorbită de întregul agregat de la reţea, va avea expresia:

$$P_a = k_1' Mn = k_1 n^3.$$

Puterea P_1 absorbită de motorul asincron, fiind proporţională cu produsul dintre cuplu şi viteza de sincronism a câmpului învârtitor, va avea expresia:

$$P_1 = k' M = kn^2.$$

Deoarece la sincronism, $n = n_s$, $P_1 = P_a$, rezultă $k = k_1 n_s$ astfel încât puterea restituită prin agregatul de reglaj în reţea va avea expresia

$$P_{r2} = P_1 - P_a = k_1 n^2 (n_s - n).$$

In apropierea de sincronism, frecvenţa la bornele motorului sincron *2* scade mult şi funcţionarea sa devine instabilă; din această cauză, după cum a arătat experienţa, viteza maximă a maşinii asincrone nu trebue să depăşească valoarea

$$n_M = 0{,}91\, n_s$$

şi în consecinţă, puterea maximă a grupului nu poate depăşi valoarea

$$P_{aM} = 0{,}91^3 P_{1s} = 0{,}754\, P_{1s}$$

în care P_{1s} reprezintă puterea nominală a maşinii asincrone la viteza de sincronism.

Valoarea maximă a puterii P_{r2} redată în reţea are loc pentru

$$\frac{\partial P_{r2}}{\partial n} = 0 \quad \text{deci} \quad n = \frac{2}{3} n_s$$

şi în consecinţă puterea maximă pentru cele două grupuri de reglaj va fi

$$P_{r2(M)} = \left(\frac{2}{3}\right)^2 \cdot \frac{1}{3} P_{1s} = 0{,}18\, P_{aM}.$$

Grupul de reglaj de viteză variabilă are viteza

$$n_v = n_s - n$$

iar cuplul acestui grup are expresia

$$M_v = \frac{60}{2\pi} \cdot \frac{P_{r2}}{n_v} = \frac{60}{2\pi} k_1 n^2.$$

Rezultă că deşi puterea grupurilor de reglaj este mică în comparaţie cu cea a maşinii asincrone, cuplul maxim al agregatului de viteză variabilă are loc pentru viteza maximă şi deaceea gabaritul acestor maşini, determinat de cuplul maxim, se păstrează în practică la o valoare importantă.

Pentru a micşora pericolul mersului instabil la viteze mari, este recomandabil ca generatorul de curent continuu *3* să funcţioneze cu flux maxim şi din această cauză, în acest domeniu, reglajul de viteză se face cu ajutorul excitaţiei

motorului de curent continuu *4*; se uzează de acest mijloc de reglaj pentru viteze $n > 0{,}75\, n_s$, limita fiind determinată de motive economice şi anume de necesitatea de a nu mări prea mult dimensiunile acestui motor. Sub limita dată, viteza grupului se reglează cu ajutorul excitaţiei generatorului *3*.

Pe acest principiu s'au construit agregate reglabile, la care puterea a atins 30 000 kW.

25. **Rotirea caracteristicei naturale a maşinii asincrone.** Rotirea caracteristicei naturale a maşinii asincrone este folosită la maşinile prevăzute cu volant pentru acoperirea vârfurilor mari şi brusce ale sarcinii; acesta este cazul grupului Ilgner şi al instalaţiilor de laminoare (linii de laminoare pentru blocuri). Pentru ca volantul să poată ceda energia cinetică acumulată, în cazul apariţiei unei sarcini mari, este necesar să se producă o importantă scădere a vitezei, fără ca prin aceasta puterea cerută dela reţea să sufere o modificare importantă. In acest scop este necesar ca maşina să aibă o caracteristică înclinată, cât mai apropiată de caracteristica serie. In cazul folosirii unei maşini cu caracteristică naturală derivaţie, scăderea de viteză ar atrage după sine creşterea puterii absorbită de la reţea şi din această cauză maşinile cu caracteristică derivaţie nu sunt proprii pentru asemenea utilizări. Asocierea volantului la acoperirea şocurilor de sarcină descarcă reţeaua şi maşinile de şocurile de putere, dacă maşina are o caracteristică cât mai mult înclinată.

Rotirea (înclinarea) caracteristicei naturale este folosită şi la grupurile convertizoare motor-generator, constituite dintr'o maşină asincronă şi una sincronă. Dacă maşina sincronă lucrează în paralel cu alţi generatori sincroni, a căror maşini de antrenare au caracteristica de viteză diferită de caracteristica naturală a maşinii asincrone (aşa cum este de exemplu cazul turbinelor hidraulice), prin rotirea caracteristicei naturale a maşinii asincrone se poate obţine o repartizare corespunzătoare a sarcinii între maşinile sincrone ale reţelei şi grupul convertizor.

Inclinarea carcteristicei naturale se poate obţine şi în cazul montajelor caracteristice pentru îmbunătăţirea factorului de putere, dacă în circuitul rotoric se intercalează o rezistenţă (de la această regulă face excepţie vibratorul, § 18, la care în cazul alunecărilor mari, rotorul vibratorului rămâne imobil). Acest mijloc are desavantajul de a produce pierderi de putere prin încălzire şi în acelaşi timp măreşte tensiunea pe care maşina auxiliară trebue să o producă pentru compensare.

Prin montajele arătate mai jos, se obţine înclinarea caracteristicei, evitând desavantajele arătate anterior, în special randamentul întregului grup este mărit.

Deoarece prin înclinarea caracteristicei naturale, la alunecarea pe care ar avea-o maşina necuplată în cascadă, se adaugă o alunecare suplimentară proporţională cu sarcina, cascadele folosite pentru înclinarea caracteristicei naturale, se numesc uneori şi cascade pentru alunecare suplimentară.

Pentru rotirea caracteristicei naturale este necesar ca tensiunea U_r introdusă în circuitul secundar al maşinii asincrone să varieze proporţional cu alunecarea maşinii asincrone. In acest scop pot fi folosite compensatorul cu colector excitat în serie, convertizorul de frecvenţă şi generatorul polifazat cu colector.

α) *Cuplajul cu compensatorul cu colector excitat în serie.* Montajul corespunzător se poate face cu trei perii sau cu şase perii, iar cuplajul poate fi mecanic sau electric, fiind date exemple în fig. 62 *a* şi *b*. Deobicei se foloseşte cuplajul mecanic şi montajul cu şase perii din fig. 62 *b*. In toate cazurile, curentul de excitaţie este chiar curentul rotoric (aproximativ proporţional cu alunecarea) astfel încât dacă se face abstracţie de saturaţie, forţa electromotoare obţinută în circuitu compensatorului este deasemenea proporţională cu alunecarea şi după cum s'a arătat (§ 2 β), ea produce rotirea caracteristicei naturale.

La mersul în gol compensatorul nu este parcurs de curent, deci nu are influenţă nici asupra factorului de putere şi nici asupra vitezei de mers în gol, care rămâne aproximativ egală cu viteza de sincronism.

La montajul cu trei perii şi cuplaj mecanic, faza tensiunii U_r la colector depinde de poziţia periilor pe colector iar mărimea acestei tensiuni depinde de sarcină. In consecinţă decalarea periilor pe colector nu permite reglajul independent al factorului de putere şi al turaţiei.

La montajul cu trei perii şi cuplaj electric, acest reglaj independent este posibil, combinând decalarea periilor pe colector cu schimbarea vitezei de antrenare a compensatorului.

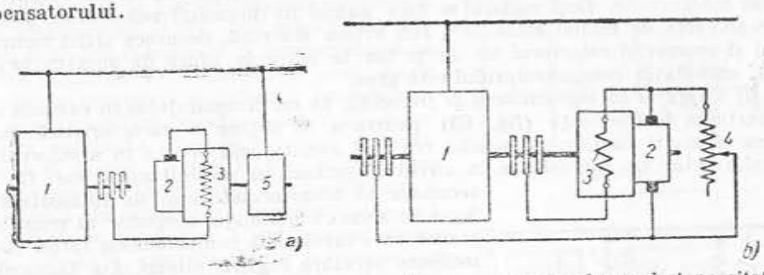


Fig. 62. Maşina asincronă cuplată în cascadă cu compensatorul cu colector excitat în serie. Montaj pentru rotirea caracteristicei naturale.
a — montaj cu trei perii; *b* — montaj cu şase perii; *1* — maşina asincronă; *2* — compensatorul cu colector excitat în serie cu bobinajul de excitaţie *3*; *4* — bobină de reactanţă reglabilă; *5* — maşină de antrenare.

La montajul cu şase perii şi cuplaj mecanic, reglajul independent al factorului de putere şi al vitezei este iarăşi posibil, dar este suficientă numai decalarea periilor pe colector. Intr'adevăr, decalarea celor două garnituri de perii, în sens contrar şi cu acelaşi unghi, schimbă numărul efectiv de spire al bobinajului rotoric, deci la acelaşi curent I_2 schimbă mărimea tensiunii U_r produsă de compensator, fără a modifica faza acestei tensiuni. Decalarea ambelor garnituri de perii în acelaşi sens, reglează faza tensiunii U_r.

Dacă la acest montaj se leagă în paralel cu periile o bobină reglabilă de reactanţă *4*, viteza de mers în gol se poate regla la orice valoare.

Influenţa bobinei de reactanţă asupra vitezei de mers în gol se explică în modul următor. Se ştie că maşina trifazată serie are tendinţa de a se autoexcita dacă rotorul său are o viteză mult superioară faţă de câmpul său învârtitor. In montajul obişnuit, autoexcitaţia este periculoasă şi trebue împiedecată. Dacă la periile compensatorului se cuplează reactanţa *4*, autoexcitaţia nu este periculoasă, deoarece în domeniul suprasincron prezenţa reactanţei la perii micşorează curentul statoric al maşinii trifazate serie; în cazul de faţă, la mersul în gol, curentul statoric al compensatorului devine nul. Anularea curentului statoric are însă loc numai la anumită viteză suprasincronă care impune pentru motorul asincron anumită viteză de mers în gol. In această situaţie curentul rotoric al compensatorului se închide prin bobina de reactanţă şi are rolul de curent de excitaţie pentru compensator. In consecinţă viteza de mers în gol a motorului asincron poate fi reglată, prin variaţia reactanţei bobinei, între viteza sincronă de mers în gol şi o viteză subsincronă de mers în gol, la care compensatorul se roteşte aproximativ în sincronism cu câmpul său învârtitor. Această ultimă viteză se determină construind compensatorul cu anumit număr de poli, conform relaţiei

$$n_0 = \frac{60\, f}{p_a + p_c}$$

unde n_0 este viteza minimă de mers în gol iar p_a şi p_c reprezintă numărul de perechi de poli ai maşinii asincrone şi ai compensatorului. Se poate verifica că dacă maşina

asincronă are o viteză mai mare ca n_0, compensatorul se roteşte suprasincron. Micşorând valoarea reactanţei *4*, viteza motorului asincron se apropie de n_0. Nici în acest montaj factorul de putere nu poate fi îmbunătăţit la mersul în gol.

Pentru fiecare viteză de mers în gol corespunde o nouă caracteristică serie a motorului, aşa încât se poate obţine concomitent şi deplasarea paralelă a caracteristicei naturale. Cu ajutorul compensatorului serie nu se pot obţine decât viteze subsincrone. Deşi reglajul se face numai în domeniul subsincron, domeniul de reglaj este de numai circa 50% sub viteza sincronă, deoarece altfel compensatorul şi în special colectorul lui devin foarte mari; în afară de aceasta, la puteri mari, comutaţia compensatorului este grea.

β) *Cuplajul cu convertizorul de frecvenţă.* In cazul montajului în cascadă cu un convertizor de frecvenţă (fig. 63) pentru a se obţine o caracteristică la care viteza să scadă cu sarcina, soluţia cea mai avantajoasă constă în a intercala un transformator de intensitate în circuitul primar al maşinii asincrone. Circuitul secundar al transformatorului de intensitate este legat în serie cu bobinajul secundar al transformatorilor care furnizează componentele forţei electromotoare necesare reglării vitezei şi a factorului de putere în montajul pentru deplasarea paralelă a caracteristicii naturale (a se compara cu montajul din fig. 53). Prin acest montaj se urmăreşte ca în afară de cele două forţe electromotoare induse în circuitul inelelor colectoare ale convertizorului de frecvenţă de către transformatorul auxiliar *4*, una pentru reglajul turaţiei şi una pentru îmbunătăţirea factorului de putere, să se inducă o a treia forţă electromotoare în fază cu forţa electromotoare pentru reglajul turaţiei, aceasta din urmă fiind proporţională cu alunecarea. In acest mod, suma celor două forţe electromotoare servind pentru reglajul turaţiei, variază proporţional cu alunecarea.

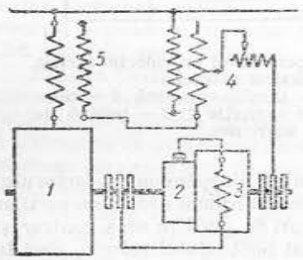


Fig. 63. Maşina asincronă cuplată în cascadă cu convertizorul de frecvenţă. Montaj pentru rotirea caracteristicei naturale: *1* — maşina asincronă; *2* — convertizor de frecvenţă cu bobinaj de compensaţie *3*; *4* — transformator auxiliar; *5* — transformator de intensitate.

Pentru ca tensiunea secundară a transformatorului de intensitate să fie proporţională cu alunecarea, deci cu curentul de sarcină al maşinii asincrone, acest transformator trebue să fie construit cu un întrefier mare. Datorită acestui fapt, reacţiunea magnetică a curentului său secundar este mică, fluxul său va fi influenţat în mică măsură de curentul secundar şi tensiunea lui secundară va fi în consecinţă aproximativ proporţională cu curentul primar.

Cu acest montaj se obţine rotirea caracteristicei naturale, numai dacă la mersul în gol, cele două componente de tensiune servind la reglajul vitezei sunt egale şi în opoziţie de fază. In caz contrar se obţine şi deplasarea caracteristicei naturale în domeniul subsincron sau suprasincron.

γ) *Cuplajul cu generatorul polifazat cu colector.* Cuplajul cu generatorul polifazat cu colector pentru rotirea caracteristicei naturale este arătat în fig. 64. Statorul generatorului are, în afară de bobinajul de compensaţie 3 *a*, şi un bobinaj serie de excitaţie 3 *b* legat în serie cu bobinajul de compensaţie 3 *a*, ambele fiind parcurse de curentul rotoric al maşinii auxiliare, precum şi două bobinaje de excitaţie *4* şi *5* legate la inelele maşinii asincrone. Bobinajul *4* este cuplat în serie cu rezistenţa *6* de valoarea R_e iar bobinajul *5* este legat în serie cu bobina de reactanţă *7* de valoarea $X_e = 2\pi sfL_e$. Rezistenţa R_e şi reactanţa X_e trebue să fie atât de mari încât la cea mai mare alunecare a domeniului de reglaj, reactanţele proprii ale bobinajelor *4* şi *5* să poată fi neglijate în comparaţie cu R_e şi respectiv X_e. In acest caz, curentul I_{er} în bobinajul de excitaţie cu rezistenţă este proporţional

cu tensiunea $\overline{U}_{2i} = R_2 \overline{I}_2 - \overline{E}_2$ a inelelor colectoare. Deoarece tensiunea U_{2i} la inelele colectoare este aproximativ proporţională cu alunecarea, se deduce deasemenea că curentul I_{ex} în bobinajul de excitaţie cu reactanţă este constant (independent de alunecare) iar curentul I_{er} este proporţional cu alunecarea. Dacă maşina auxiliară este nesaturată şi are viteza constantă, prin câmpul bobinajului de excitaţie cu rezistenţă se induce la bornele maşinii auxiliare o forţă electromotoare E_{2r} mai mică decât tensiunea la inelele colectoare şi proporţională cu această tensiune. Prin câmpul bobinajului de excitaţie cu reactanţă se induce la bornele maşinii auxiliare o forţă electromotoare E_{2x} aproximativ constantă. Ambele bobinaje de excitaţie (*4* şi *5*) sunt legate în stea şi bobinajul astfel executat încât forţa electromotoare a bobinajului de excitaţie cu rezistenţă E_{2r} să fie în fază cu tensiunea U_{2i} a inelelor colectoare, iar forţa electromotoare a bobinajului de excitaţie cu reactanţă E_{2x} să fie decalată cu $\pi/2$ în urma tensiunii U_{2i} a inelelor colectoare. Câmpul bobinajului de excitaţie în serie cu bobinajul de compensaţie induce la bornele maşinii auxiliare o forţă electromotoare în opoziţie de fază cu curentul rotoric, notată cu $-K\overline{I}_2$, deoarece dacă se neglijează curenţii de excitaţie I_{er} şi I_{ex} ea este proporţională cu curentul rotoric I_2. Ea acţionează comparabil cu mărirea rezistenţei bobinajului rotoric al maşinii asincrone, fără a produce însă majorarea pierderilor prin încălzire, puterea KI_2^2 fiind transformată în putere mecanică.

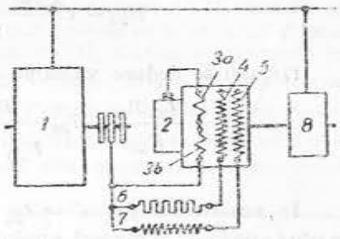


Fig. 64. Maşina asincronă cuplată în cascadă cu generatorul polifazat cu colector. Montaj pentru rotirea caracteristicei naturale: *1* — maşina asincronă; *2* — generatorul polifazat cu colector cu bobinaj de compensaţie *3a*, bobinaj serie de excitaţie *3b*, bobinaj de excitaţie cu rezistenţa *4*, bobinaj de excitaţie cu inductanţă *5*; *6* — rezistenţa de excitaţie; *7* — bobina de reactanţă; *8* — maşina de antrenare.

Diagrama tensiunilor în ipotezele simplificatoare de mai sus este arătată în fig. 65. In această diagramă Φ este fluxul maşinii asincrone; E_2 este forţa electromotoare de alunecare şi $\overline{U}_{2i} = R_2 \overline{I}_2 - \overline{E}_2$ este tensiunea la inelele colectoare, care este în acelaşi timp egală cu căderile de tensiune în bobinajele de excitaţie (reactanţele proprii ale acestor bobinaje precum şi rezistenţa ohmică a bobinajului de excitaţie cu inductanţă au fost neglijate). Suma geometrică a forţei electromotoare de alunecare E_2, a forţei electromotoare indusă de bobinajul de excitaţie cu rezistenţă E_{2r}, a forţei electromotoare indusă de bobinajul de excitaţie cu reactanţă E_{2x} şi cea indusă de excitaţia serie $-K\overline{I}_2$, acoperă căderile ohmice de tensiune $R_2 I_2$ în rotorul maşinii asincrone şi $R_{2e} I_2$ în rotorul maşinii auxiliare. Forţa electromotoare $\overline{U}_r = \overline{E}_{2r} + \overline{E}_{2x} - K\overline{I}_2$ este forţa electromotoare indusă de maşina auxiliară în circuit. Forţa electromotoare E_{2x}, aproximativ constantă, produce în circuit un curent deasemenea aproximativ independent de sarcină şi constant, decalat cu aproape $\pi/2$ în urma forţei electromotoare de alunecare E_2 şi care produce compensarea puterii reactive. Forţele electromotoare $\overline{E}_{2r}$ şi $-K\overline{I}_2$ însumate, dau o forţă electromotoare aproximativ în opoziţie de fază cu E_2 şi produc scăderea vitezei la o sarcină dată.

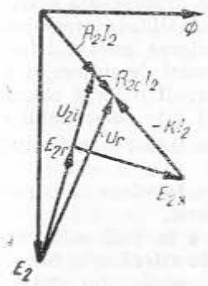


Fig. 65. Diagrama tensiunilor pentru montajul din fig. 64.

In cele ce urmează, de notează cu c raportul constant $c = E_{2r}/I_{cr}$ şi cu I_{2a} componenta curentului I_2 în fază cu E_2. Dacă se proectează diagrama tensiunilor pe direcţia vectorului E_2 şi se neglijează componenta forţei electromotoare E_{2x} pe această direcţie (deoarece este mică) se obţine relaţia:

$$E_{20} - c\,\frac{sE_{20} - R_2 I_{2a}}{R_e} \approx I_{2a}(R_2 + R_{2c} + K).$$

De aici se deduce valoarea alunecării s.

$$s = \frac{I_{2a} R_2}{E_{20}} + I_{2a}\frac{R_{2c} + K}{E_{20}\left(1 - \frac{c}{R_e}\right)} = s' + I_{2a}\frac{R_{2c} + K}{E_{20}\left(1 - \frac{c}{R_e}\right)}.$$

In această relaţie, $s' = I_{2a} R_2 / E_{20}$ reprezintă alunecarea pe care ar avea-o maşina asincronă la aceeaşi sarcină dacă nu ar fi cuplată în cascadă. Se deduce deci că maşina asincronă cuplată astfel în cascadă lucrează cu o alunecare suplimentară proporţională cu sarcina (proporţională cu I_{2a}). Valoarea acestei alunecări suplimentare se poate varia prin reglarea rezistenţei R_e. Alunecarea creşte când rezistenţa R_e scade, totuşi ea trebue să rămână la o valoare cu mult mai mare decât reactanţa maximă a bobinajului respectiv de excitaţie.

Necesitatea bobinajului de excitaţie în serie cu bobinajul de compensaţie rezultă din consideraţiile următoare. Pentru a produce alunecări suplimentare mari la o sarcină dată (deci un curent I_{2a} dat) este necesar ca forţele electromotoare E_2 deci şi E_{2r} să fie mari şi cu toate acestea rezultanta lor să fie mică, această rezultantă (neglijând scăpările de flux) urmând să fie echilibrată de căderile de tensiune în circuit. O forţă electromotoare rezultantă mică produsă prin diferenţa a două forţe electromotoare mari poate conduce la o instabilitate a reglajului; aceasta deoarece o variaţie comparativ mică a forţei electromotoare E_{2r} (produsă de exemplu prin variaţia vitezei maşinii auxiliare) atrage după sine o variaţie procentuală mare a forţei electromotoare rezultante în circuit. Pentru a mări stabilitatea reglajului ar trebui mărite căderile de tensiune în circuit prin intercalarea unei rezistenţe suplimentare K. Acest mijloc ar atrage după sine pierderi mari de putere şi s'a văzut că prin introducerea excitaţiei serie se introduce în circuit o forţă electromotoare în opoziţie de fază cu curentul rotoric, al cărui efect este comparabil cu cel al rezistenţei, însă se recuperează puterea KI_2^2 care altfel ar fi fost transformată în căldură.

O caracteristică înclinată se poate deasemenea obţine prin folosirea unui generator polifazat cu colector cu poli aparenţi şi cu excitaţie serie.

26. Deplasarea paralelă şi rotirea caracteristicei naturale a maşinii asincrone. Deplasarea şi rotirea caracteristicei naturale a curbei cuplu-viteză este folosită la liniile de laminoare pentru produse finite, precum şi în unele din cazurile indicate la punctul 25.

După cum s'a arătat, deplasarea şi rotirea caracteristicei naturale se poate obţine în anumite condiţii şi cu montajele din fig. 62 *b* sau 63. Montajul din fig. 58 complectat cu un transformator de intensitate a curentului absorbit de maşina asincronă (ca în schema din fig. 63), secundarul acestui transformator fiind legat direct la inelele convertizorului, produce deasemenea deplasarea paralelă şi rotirea caracteristicei naturale: acest montaj a fost folosit pentru cuplajul între reţelele de tracţiune electrică cu frecvenţa de $16^2/_3$ Hz şi reţelele cu frecvenţa industrială de 50 Hz. In acelaşi scop poate fi folosit generatorul polifazat cu colector şi comutatricea.

α) *Cuplajul cu generatorul polifazat cu colector.* In cazul folosirii generatorului polifazat cu colector ca maşină auxiliară, pentru deplasarea paralelă şi rotirea caracteristicei naturale de viteză, montajul din fig. 64 trebue complectat aşa cum se arată în fig. 66. Generatorul polifazat cu colector *2* este cuplat mecanic cu maşina asincronă. Pe axul comun se află montat şi un convertizor de frecvenţă *11*. Pentru a se obţine deplasarea şi rotirea caracteristicei naturale este necesar ca în circuitul rotoric al maşinii asincrone să fie indusă o forţă electromotoare U_r a cărei componentă în fază cu forţa electromotoare de alunecare E_2 să varieze liniar cu alunecarea dar nu proporţional cu ea (a se vedea § 2γ). Pentru a obţine o asemenea variaţie a acestei componente a tensiunii U_r, se însumează (sau se scade) o forţă electromotoare constantă indusă cu ajutorul tensiunii dela colectorul convertizorului de frecvenţă, cu una proporţională cu alunecarea indusă cu ajutorul tensiunii dela inelele colectoare ale maşinii asincrone. Bobinajele de excitaţie ale generatorului polifazat cu colector ar putea fi alimentate direct cu aceste tensiuni, însă din motivele care se vor vedea mai jos este necesar ca în serie cu aceste bobinaje de excitaţie să fie montate rezistenţe ohmice mari. Pentru puteri mari ale grupului, puterea pierdută în aceste rezistenţe ar fi importantă şi deaceea se preferă ca generatorul polifazat cu colector să fie alimentat cu o excitatrice *6* de putere mult mai mică de cât puterea generatorului *2*. Ca excitatrice se foloseşte deobicei tot un generator polifazat cu colector. In unele montaje, generatorul *2* şi excitatricea *6* sunt montate pe un ax comun, separat de al maşinii asincrone. Convertizorul de frecvenţă trebue să fie montat în orice caz pe axul maşinii asincrone.

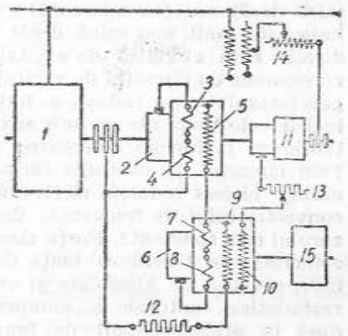


Fig. 66. Maşina asincronă cuplată în cascadă cu generatorul polifazat cu colector. Montaj pentru deplasarea paralelă şi rotirea caracteristicei naturale:
1 — maşina asincronă; *2* — generatorul cu colector cu bobinaje de compensaţie *3*, excitaţie serie *4* şi excitaţie separată *5*; *6* — excitatricea pentru *2* (generator polifazat cu colector) cu bobinaj de compensaţie *7*, excitaţie serie *8*, excitaţie separată *9* şi excitaţie separată *10*; *11* — convertizor de frecvenţă; *12* — rezistenţă constantă; *13* — rezistenţă reglabilă; *14* — transformator auxiliar; *15* — maşină de antrenare.

Curentul rotoric al excitatricei *6* este proporţional cu suma forţelor magnetomotoare produse de excitaţiile separate *9* şi *10*, deşi impedanţa circuitului său rotoric (care în esenţă este produsă de reactanţa excitaţiei *5* a maşinii auxiliare) variază în limite foarte largi odată cu variaţia alunecării. Această proporţionalitate se realizează prin faptul că circuitul rotoric al excitatricei are o puternică excitaţie serie *8* parcursă de curentul rotoric al excitatricei. In circuitul rotoric al excitatricei poate circula un curent numai dacă suma forţelor magnetomotoare produse de bobinajele *9* şi *10* este mai mare decât forţa magnetomotoare opusă a excitaţiei serie, aşa încât suma forţelor magnetomotoare produse de excitaţiile *9* şi *10* să poată anula forţa magnetomotoare produsă de excitaţia serie *8* şi în plus să producă câmpul necesar pentru a se induce în rotorul excitatricei o forţă electromotoare care să acopere căderile de tensiune. Dacă numărul de spire al excitaţiei serie este atât de mare încât forţa sa magnetomotoare să fie în întregul domeniu de reglaj un multiplu al forţei magnetomotoare rezultante necesare producerii câmpului magnetic al excitatricei, forţa magnetomotoare rezultantă de mai sus poate fi neglijată faţă de forţa magnetomotoare a excitaţiei serie, aşa încât se poate presupune că în orice moment suma forţelor

magnetomotoare produse de excitaţie *9* şi *10* este egală şi opusă cu forţa magnetomotoare produsă de excitaţia serie *8*. Deoarece forţa magnetomotoare produsă de excitaţia serie este proporţională cu curentul rotoric, rezultă că acest curent este proporţional şi cu suma forţelor magnetomotoare produse de excitaţile *9* şi *10*, independent de variaţia reactanţei circuitului rotoric. Forţa electromotoare indusă de bobinajul de excitaţie *5* în circuitul rotoric al maşinii auxiliare *2* este şi ea proporţională cu suma forţelor magnetomotoare produse de excitaţiile *9* şi 10, deasemenea independent de alunecare. Pentruca suma forţelor magnetomotoare produse de excitaţie *9* şi *10* să fie proporţională cu tensiunea la inelele maşinii asincrone sau la colectorul convertizorului de frecvenţă, bobinajele de excitaţie ale excitatricei sunt alimentate din aceste puncte prin rezistenţele *12* şi *13*, a căror valoare trebue să fie atât de mare încât reactanţele acestor bobinaje să poată fi neglijate. Deoarece puterea aparentă a excitatricei *6* este cu mult mai mică decât puterea aparentă a generatorului *2*, puterea pierdută în aceste bobinaje este mult mai mică decât în cazul când maşina auxiliară ar fi alimentată direct. Prin circuitul de excitaţie format de bobinajul *9* şi rezistenţa *12*, care corespunde cu circuitul de excitaţie cu rezistenţă din fig 64, în circuitul rotoric al generatorului *2* se induce o forţă electromotoare proporţională cu tensiunea la inelele colectoare ale maşinii auxiliare, deci proporţională cu alunecarea, deoarece tensiunea la inelele colectoare este aproximativ proporţională cu alunecarea. Prin circuitul de excitaţie format de bobinajul *10* şi rezistenţa *13* se induce în acelaşi circuit o forţă electromotoare proporţională cu tensiunea la colectorul convertizorului de frecvenţă, deci constantă atât timp cât tensiunea convertizorului este constantă. Forţa electromotoare indusă în circuitul rotoric al maşinii asincrone de tensiunea luată de la colectorul convertizorului de frecvenţă este independentă de alunecare şi componentele ei produc deplasarea paralelă a caracteristicei naturale şi compensarea puterii reactive. Forţa electromotoare indusă în acelaşi circuit de tensiunea la inelele maşinii asincrone provoacă o alunecare suplimentară şi deci rotirea caracteristicei naturale. Prin reglarea rezistenţelor *12* şi *13* se poate realiza ca între tensiunile de alimentare şi forţele electromotoare induse în circuitul rotoric al maşinii asincrone să existe raportul cerut de necesităţile de exploatare. Acest raport este independent de alunecare atât timp cât rezistenţele respective sunt cu mult mai mari decât reactanţele circuitelor de excitaţie, adică dacă aceste reactanţe sunt neglijabile.

Generatorul polifazat cu colector este şi de data aceasta prevăzut cu o excitaţie serie *4*. Prin intermediul acestui bobinaj de excitaţie se induce în circuitul rotoric o forţă electromotoare în opoziţie de fază cu curentul rotoric, care din punct de vedere electric acţionează ca şi mărirea rezistenţei circuitului rotoric, fără însă a cauza pierderi suplimentare. Această forţă anulează diferitele influenţe perturbatoare ale stabilităţii reglajului. Intr'adevăr, cu cât este mai mare rezistenţa circuitului rotoric, cu atât este mai mică variaţia curentului I_2, în urma unei variaţii a mărimii sau fazei forţei electromotoare induse de generatorul polifazat cu colector. Un asemenea defect în producerea forţei electromotoare a maşinii auxiliare poate fi cauzat de variaţii ale fluxurilor de excitaţie a bobinajelor *9* şi *10*, variaţii care pot influenţa proporţionalitatea între curentul de excitaţie al generatorului *2* şi curentul de excitaţie a excitatricei, sau poate fi cauzat de faptul că datorită reactanţelor bobinajelor de excitaţie *9* şi *10* curenţii de excitaţie ai excitatricei nu variază proporţional cu tensiunile de alimentare. O altă sursă de defecte în producerea variaţiilor forţei electromotoare de reglaj o constituie saturaţia maşinii auxiliare.

Puterea maximă pierdută în rezistenţele *12* şi *13* poate atinge 0,5—1% din puterea maşinii asincrone. La puteri mari această pierdere de putere poate fi micşorată prin montarea în serie a două generatoare cu colector.

β) *Cuplajul cu comutatricea.* Schema de montaj corespunde fig. 67. La inelele maşinii asincrone *1* este cuplată o comutatrice *2* care prin perii alimentează un motor de curent continuu *3* cu excitaţie mixtă, cuplat mecanic cu maşina asincronă.

Montajul este diferit de cel din fig. 59 numai prin faptul că motorul *3* este cuplat mecanic cu maşina asincronă.

Viteza motorului asincron se reglează cu ajutorul excitaţiei motorului de curent continuu. Intr'adevăr, dacă U_c este tensiunea continuă, comună la periile motorului de curent continuu şi la periile comutatricei, Φ fluxul motorului de curent continuu, n viteza sa şi a motorului asincron, iar K şi K' sunt constante, atunci:

$$U_c \approx K' \Phi n \approx K \Phi (1 - s).$$

Intre tensiunea alternativă U_r obţinută la inelele comutatricei şi tensiunea continuă U_c aplicată la colector, există relaţia

$$U_r \approx k U_c$$

în care k este raportul de transformare al comutatricei, deci

$$U_r \approx kK \Phi (1 - s).$$

Tensiunea reglabilă U_r variind liniar dar nu proporţional cu alunecarea, se produce deplasarea paralelă şi rotirea caracteristicei naturale.

La mersul în gol $U_r \approx E_2 \approx E_{20} s_0$. Dacă se notează cu n_0 viteza de mers în gol, cu n_s viteza de sincronism şi se ţine seama că alunecarea de mers în gol s_0 are valoarea

$$s_0 = \frac{n_s - n_0}{n_s},$$

se deduce valoarea vitezei de mers în gol

$$n_0 = n_s \frac{E_{20}}{E_{20} + k K \Phi}.$$

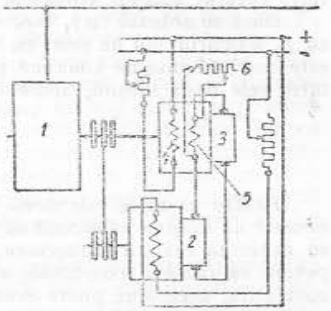


Fig. 67. Maşina asincronă cuplată în cascadă cu comutatrice. Montaj pentru deplasarea paralelă şi rotirea caracteristicei naturale: *1* — maşina asincronă; *2* — comutatrice; *3* — motor de curent continuu cu excitaţie separată *4*, excitaţie serie *5* şi şunt *6*.

Teoretic se poate realiza orice viteză de mers în gol, în care scop ar fi necesar să se schimbe sensul fluxului Φ. Practic nu se pot realiza decât viteze subsincrone, deoarece, pentruca comutatricea să poată funcţiona, este necesară o alunecare minimă; datorită acestui fapt viteza de sincronism nu poate fi depăşită. In rest sunt valabile aceleaşi consideraţii ca la punctul 24 γ.

27. **Anularea dependenţei puterii de alunecare.** Reglajul puterii (sarcinii) reale şi reactive a maşinii asincrone independent de alunecarea ei, este folosit în cazurile în care puterea maşinii asincrone trebue să păstreze o anumită valoare independentă de viteza ei, sau independent de oscilaţiile de frecvenţă ale reţelei de alimentare, sau trebue să urmeze o anumită lege de variaţie stabilită dinainte în funcţie de condiţiile de exploatare.

Această situaţie intervine în cazul grupului Ilgner şi în special în cazul grupurilor convertizoare care servesc pentru cuplarea elastică în paralel a două reţele de frecvenţe diferite având fiecare centrale de alimentare proprii.

In acest ultim caz, din cauza oscilaţiilor de frecvenţă care pot surveni în cele două reţele, cuplarea lor prin maşini sincrone nu este posibilă, sau ar necesita maşini având o putere sincronizantă foarte mare, cu totul disproporţionată faţă de puterea care ar trebui transmisă prin grupurile servind pentru cuplare.

Pentru a se putea efectua schimbul de putere între reţele, indiferent de oscilaţiile de frecvenţă, grupul convertizor de cuplare trebue să fie un grup asincron, format dintr'o maşină sincronă şi o maşină asincronă care pot funcţiona fiecare în ambele sensuri, atât ca generator cât şi ca motor. Viteza unui astfel de grup este determinată de viteza maşinii sincrone şi în consecinţă de frecvenţa reţelei la care este conectată această maşină.

Dacă grupul convertizor nu ar fi prevăzut cu un grup de reglaj care să anuleze influenţa alunecării asupra sarcinii maşinii asincrone, atunci sarcina întregului grup ar fi determinată de frecvenţele celor două reţele, de fapt de alunecarea între rotorul maşinii asincrone şi câmpul său învârtitor.

Dacă se notează cu f_1 frecvenţa reţelei la care este cuplată maşina asincronă, cu p_1 numărul său de poli, cu f_2 şi p_2 mărimile analoge pentru reţeaua la care este cuplată maşina sincronă şi cu k raportul de demultiplicare al transmisiei între cele două maşini, alunecarea maşinii asincrone are valoarea

$$s = 1 - \frac{f_2}{f}\frac{p_1}{p_2}k.$$

Pentru ca între cele două reţele să se poată schimba o anumită putere este necesar ca maşina asincronă să se încarce cu această putere şi de pe caracteristica sa naturală rezultă alunecarea necesară a maşinii asincrone. Pentru ca această putere să rămână constantă, este necesar ca alunecarea să rămână deasemenea constantă, ceeace nu poate avea loc decât dacă frecvenţele celor două reţele rămân constante sau variază proporţional. Această situaţie nu se poate însă întâlni în practică, deoarece variaţiile de frecvenţă într'un sens sau altul sunt inerente funcţionării reţelelor.

Prin variaţiile de frecvenţă între cele două reţele puterea transferată de grup variază, producând descărcarea sau încărcarea necontrolată a centralelor din reţea, ceeace nu este de dorit.

Pentru a putea realiza un transfer de putere în mod continuu de la o reţea la alta, reglabil după cerinţele de exploatare, este necesar ca sarcina cu care se poate încărca maşina asincronă să nu depindă de alunecarea ei, mai mult, să poată fi reglată după voie.

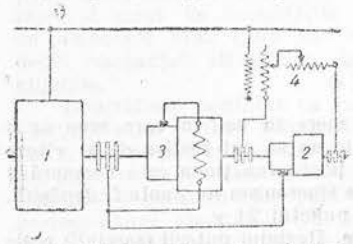


Fig. 68. Maşina asincronă cuplată în cascadă cu convertizorul de frecvenţă. Montaj pentru anularea dependenţei puterii de alunecare:
1 — maşina asincronă; *2* — convertizor de frecvenţă necompensat; *3* — convertizor de frecvenţă compensat; *4* — transformator auxiliar.

După cum s'a arătat (§ 2 δ) pentru a se anula dependenţa puterii de alunecare, forţa electromotoare rezultantă în rotorul maşinii asincrone, (în fază sau opoziţie de fază cu E_2) trebue să fie constantă, ceeace se realizează dacă în rotorul acestei maşini se induce o forţă electromotoare în opoziţie de fază cu E_2 şi care să difere de aceasta cu o cantitate constantă. In acest scop se poate folosi convertizorul de frecvenţă şi generatorul polifazat cu colector.

α) *Cuplajul cu convertizorul de frecvenţă.* Montajul corespunde fig. 68 şi conţine două convertizoare *2* şi *3* montate pe acelaşi ax cu maşina asincronă şi alimentate la inele prin transformatorul auxiliar *4* cu ajutorul căruia se poate regla mărimea şi faza tensiunii aplicate. Se presupune pentru moment că transformatorul auxiliar *4* nu ar exista, inelele colectoare ale celor două convertizoare fiind legate direct. După cum s'a arătat (§ 12), convertizorul compensat funcţionează ca motor sau generator electric în timp ce convertizorul *2* funcţionează ca transformator

de putere electrică. Datorită acestui fapt, cele două convertizoare montate ca în fig. 68 şi având inelele legate direct, formează împreună un generator electric cu excitaţie derivaţie în care convertizorul *3* funcţionează ca generator, iar convertizorul *2* ca excitatrice pentru *3*. In acest mod, convertizorul compensat induce în circuitul maşinii asincrone o forţă electromotoare suplimentară. Periile convertizorului *2*, sau poziţia cuplajului mecanic între cele două convertizoare sunt astfel reglate încât această forţă electromotoare suplimentară să fie egală şi în opoziţie de fază cu forţa electromotoare de alunecare E_2 a maşinii asincrone. Tensiunea la inelele maşini asincrone este E_2, curentul magnetizant al convertizorului *3* este proporţional cu E_2, deci forţa electomotoare indusă de convertizorul *3* în circuitul rotoric al maşinii asincrone rămâne egală şi în opoziţie de fază cu E_2 ori care ar fi valoarea lui E_2, adică pentru ori ce alunecare.

In acest caz, la orice viteză a maşinii asincrone, forţa electromotoare rezultantă rotorică şi curentul rotoric sunt nule, dacă se neglijează curentul magnetizant al convertizoarelor de frecvenţă. Un asemenea grup nu este capabil să producă un cuplu, el se comportă ca o maşină asincronă cu circuitul rotoric deschis. Pentru ca maşina asincronă să poată produce un cuplu este necesar ca în circuitul său rotoric să se inducă o forţă electromotoare din exterior, cu ajutorul transformatorului auxiliar *4*, care este montat ca transformator survoltor al tensiunii furnizate prin inelele maşinii asincrone circuitului de excitaţie al convertizorului compensat.

Tensiunea survoltoare primită de la reţea este singura activă în circuitul rotoric; ea induce în circuitul rotoric al maşinii asincrone o forţă electromotoare constantă care produce curentul necesar cuplului şi curentul necesar compensării puterii reactive.

Maşina asincronă în acest montaj are anumite particularităţi. Intr'adevăr, ea şi-a pierdut caracterul de maşină de inducţie deoarece curentul său rotoric nu mai este produs prin inducţie de către câmpul rezultant învârtitor; acest curent este primit din afară, în mod asemănător ca şi la maşina sincronă. Cu toate acestea, există o deosebire importantă între maşina sincronă şi cea asincronă în montajul din fig. 68, deoarece datorită excitaţiei în curent continuu, maşina sincronă are o singură viteză posibilă, în timp ce această maşină asincronă nu este legată de nicio viteză.

Prin variaţia tensiunii aplicate cu ajutorul transformatorului auxiliar se poate regla, independent de viteză, puterea activă şi reactivă a maşinii asincrone.

S'a arătat că asemenea montaje sunt utile acolo unde se cere ca reţeaua şi maşinile să fie ferite de şocurile de sarcină şi s'a amintit cazul grupului Ilgner şi al convertizorului de cuplaj între două reţele.

In cazul grupului Ilgner, puterea absorbită de maşina asincronă montată ca în fig. 68 este constantă, iar şocurile de sarcină sunt acoperite de energia înmagazinată într'un volant montat pe axul maşinii. Volantul poate ceda energia sa prin scăderea vitezei, fără ca prin aceasta să fie influenţată puterea absorbită dela reţea. Acest lucru nu ar fi posibil dacă volantul ar fi antrenat de un motor asincron obişnuit, decât dacă în circuitul său rotoric s'ar introduce o rezistenţă suplimentară, care să producă rotirea caracteristicei naturale (producera unei alunecări suplimentare), însă acest mijloc antrenează pierderi de putere şi în afară de aceasta puterea absorbită dela reţea nu rămâne constantă.

In cazul convertizorului de cuplaj elastic între două reţele, motorul asincron trebue să fie montat după fig. 68, deoarece puterea cu care se încarcă maşina asincronă în acest caz, deci puterea care se transferă dintr'o reţea în alta, devine independentă de variaţiile de frecvenţă ale reţelelor şi poate fi reglată după necesităţile de exploatare.

β) *Cuplajul cu generatorul polifazat cu colector.* Montajul(fig. 69) este asemănător cu cel din fig. 68 însă conţine în plus un generator polifazat cu colector *2*.

Generatorul polifazat cu colector este excitat atât dela inelele colectoare ale maşinii asincrone, cât şi dela reţea. La inelele convertizorului compensat se aplică o tensiune luată dela reţea prin intermediul transformatorului auxiliar *9* şi o tensiune primită dela inelele convertizorului necompensat *5*. Forţa electromotoare obţinută la colectorul convertizorului compensat este introdusă în circuitul de excitaţie *4* al generatorului *2*. In circuitul de excitaţie al generatorului *2* este montat şi un transformator de intensitate *8*, cu întrefier mare deci cu reacţiune magnetică mică, al cărui secundar este legat la colectorul convertizorului necompensat. Tensiunea obţinută în secundarul acestui transformator este proporţională cu curentul de excitaţie al generatorului *2*. Se poate alege raportul de transformare al acestui transformator astfel încât tensiunea sa să fie egală cu componenta tensiunii care este necesară pentru acoperirea căderii inductive de tensiune în bobinajul de excitaţie al generatorului *2*. Dacă această tensiune este indusă, cu semn schimbat, prin intermediul celor două convertizoare, în bobinajul de excitaţie al generatorului *2*, acest bobinaj se comportă ca şi cum ar avea numai rezistenţă ohmică. In acest circuit, presupus acum numai cu rezistenţă ohmică, sunt active tensiunea la inelele colectoare ale maşinii asincrone şi tensiunea primită dela reţea prin intermediul convertizorului compensat; curenţii respectivi de excitaţie urmează să fie consideraţi în fază cu tensiunile şi proporţionali cu aceste tensiuni, deoarece reactanţa bobinajului de excitaţie a fost anulată. Curentul de excitaţie produs de tensiunea dela inelele maşinii asincrone este proporţional cu alunecarea, deoarece tensiunea la inele este aproximativ proporţională cu alunecarea, aşa încât în circuitul rotoric al generatorului *2* se poate obţine o forţă electromotoare care să anuleze forţa electromotoare de alunecare, producerea acestei forţe electromotoare fiind analogă cu producerea forţei electromotoare E_{2r} prin bobinajul de excitaţie cu rezistenţă din fig. 64.

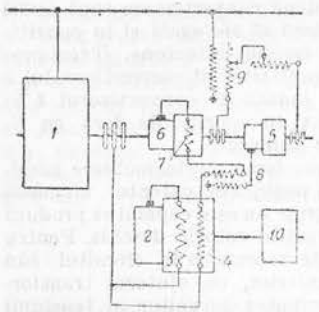


Fig. 69. Maşina asincronă cuplată în cascadă cu generatorul polifazat cu colector. Montaj pentru anularea dependenţei puterii de alunecare:
1 — maşina asincronă; *2* — generator polifazat cu colector cu bobinaj de compensaţie *3* şi bobinaj de excitaţie *4*; *5* — convertizor de frecvenţă necompensat; *6* — convertizor de frecvenţă compensat cu bobinaj de compensaţie *7*; *8* — transformator de intensitate; *9* — transformator auxiliar; *10* — maşina de antrenare.

Curentul de excitaţie produs de tensiunea primită dela reţea prin convertizorul compensat este însă constant (independent de alunecare) atât timp cât tensiunea furnizată de transformatorul auxiliar *9* este constantă. Prin câmpul acestui curent, în circuitul rotoric al generatorului *2* se induce o forţă electromotoare a cărei componente deasemenea constante produc compensarea puterii reactive şi cuplul constant al maşinii.

Ca şi în montajele din figurile 64 şi 66, este util ca maşina auxiliară *2* să aibă şi o excitaţie serie, din motivele arătate la punctele 25 γ şi 26 α.

E. Montaje pentru reglarea frecvenţei generatorilor, independent de viteza de rotaţie

28. Obţinerea frecvenţei variabile dela generatorul polifazat cu colector, antrenat cu viteză constantă. Reglajul economic al vitezei motoarelor asincrone sau sincrone, în limite largi, se realizează uşor alimentându-le cu frecvenţă

variabilă, concomitent cu schimbarea tensiunii de alimentare, conform relaţiei

$$\frac{U_1}{U_2} = \frac{f_1}{f_2}\sqrt{\frac{M_1}{M_2}},$$

unde U_1 este tensiunea de alimentare pentru un cuplu cerut M_1 şi o viteză n_1 la care corespunde frecvenţa f_1, iar U_2 este tensiunea de alimentare pentru un cuplu cerut M_2 şi o viteză n_2 la care corespunde frecvenţa f_2.

Pentru cazul că reglajul trebue făcut la un cuplu constant, atunci

$$\frac{U_1}{U_2} = \frac{f_1}{f_2}. \tag{28.1}$$

Pentru obţinerea frecvenţelor şi tensiunilor variabile conform relaţiei (28.1) dela $f = 0$ la $f = f_{max}$ se utilizează montajul conform schemei din fig. 70.

In această schemă, *1* este generatorul polifazat cu colector cu poli înecaţi, sau aparenţi, cu bobinaj de compensaţie *2* şi bobinaj de excitaţie *3*, antrenat de motorul primar *4* cu viteză constantă; *5* este motorul sincron sau asincron de utilizare a energiei electrice, *6* este un generator de curent continuu cu excitaţie derivaţie (cuplat mecanic pe axul generatorului şi antrenat deci deasemenea cu viteză constantă), *7* este un motor de curent continuu cu excitaţie derivaţie, alimentat de generatorul *6* şi care antrenează cu viteză variabilă generatorul sincron *8*; generatorul *8* produce excitaţia statorică a generatorului polifazat şi este excitat la rândul său de excitatricea *9*, un generator de curent continuu cu excitaţia separată, de valoare constantă, luată dela generatorul *6*.

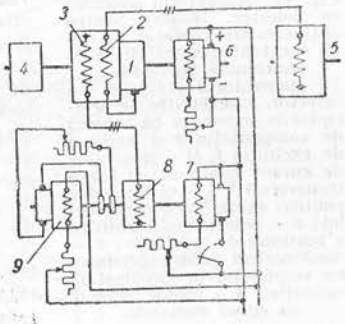


Fig. 70. Generatorul polifazat cu colector. Montaj pentru obţinerea frecvenţei variabile pentru viteză de antrenare constantă:
1 — generatorul polifazat cu colector cu bobinaj de compensaţie *2* şi bobinaj de excitaţie *3*; *4* — motor primar cu viteză constantă; *5* — motor asincron sau sincron; *6* — generator de curent continuu cu excitaţie derivaţie; *7* — motor de curent continuu cu excitaţie derivaţie; *8* — generator sincron (excitatrice pentru *1*); *9* — generator de curent continuu (excitatrice pentru *8*).

Tensiunea excitatricei *9* (funcţionând cu flux constant), este proporţională cu viteza sa, iar tensiunea produsă de generatorul sincron *8*, este proporţională cu viteza grupului de viteză reglabilă şi cu fluxul său de excitaţie deci va fi proporţională cu pătratul vitezei de rotaţie sau cu pătratul frecvenţei de rotaţie $U' = Kf^2$. Deoarece în circuitul de excitaţie al generatorului cu colector predomină reactanţa, curentul de excitaţie I_e variază proporţional cu frecvenţa. Intr'adevăr;

$$I_e = k_1 U' / f = k_2 f.$$

In concluzie, tensiunea U produsă de generatorul cu colector va varia proporţional cu frecvenţa, conform relaţiei (28.1), deoarece valoarea sa este proporţională cu valoarea curentului de excitaţie, adică

$$U = k_3 f.$$

Puterea aparentă a generatorului sincron *8* poate fi micşorată, dacă în circuitul de excitaţie al generatorului cu colector se introduc capacităţi în serie, care la frecvenţa maximă să apropie constantele acestui circuit de rezonanţă.

In cazul când generatorul cu colector are poli înecaţi, inversarea sensului de rotaţie a motorului asincron se poate face numai prin introducerea unui comutator pe circuitul de alimentare a acestui motor, cu ajutorul căruia trebue inversate două din fazele de alimentare a motorului; aceasta deoarece ordinea succesiunii fazelor prin schimbarea sensului câmpului învârtitor, în generatorul polifazat, nu poate fi făcută datorită faptului că condiţiile de comutaţie se înrăutăţesc mult în acest caz.

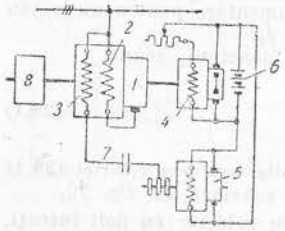


Fig. 71. Generatorul polifazat cu colector. Montaj pentru obţinerea frecvenţei şi tensiunii constante pentru viteză de antrenare variabilă: *1* — generatorul polifazat cu colector, cu excitaţie pe principiul de rezonanţă cu bobinaj de compensaţie *2* şi bobinaj de excitaţie *3*; *4* — generator de curent continuu cu câmp transversal; *5* — comutatrice pentru excitaţia generatorului; *6* — baterie stabilizatoare a tensiunii de excitaţie; *7* — condensatori pentru producerea rezonanţei în circuitul de excitaţie; *8* — motor primar cu viteză variabilă.

Schimbarea sensului de rotaţie prin inversarea sensului câmpului învârtitor este însă posibilă prin folosirea generatorului polifazat cu colector şi cu poli aparenţi, condiţiile de comutaţie în acest caz fiind independente de sensul câmpului învârtitor. Acest montaj se utilizează atunci când sunt necesare inversări dese şi rapide ale sensului de rotaţie şi se efectuează după scheme speciale.

29. **Obţinerea frecvenţei constante dela generatorul polifazat cu colector, antrenat cu viteză variabilă.** Generatorul polifazat cu colector cu excitaţie pe principiul de rezonanţă, permite obţinerea frecvenţei şi tensiunii constante atunci când generatorul este antrenat cu viteză variabilă, după schema de montaj din fig. 71. Generatorul polifazat cu colector este antrenat de un motor primar *8*, fără dispozitiv de reglaj al vitezei. Pe acelaşi ax cu generatorul cu colector, este cuplat un generator de curent continuu cu câmp transversal *4*, care produce o tensiune aproximativ independentă de viteza de antrenare pentru un domeniu întins de viteze.

Pentru stabilizarea tensiunii este folosită o baterie de acumulatori *6*, montată în paralel cu generatorul *4*. Generatorul cu câmp transversal alimentează o comutatrice care produce excitaţia generatorului.

Pentru ca tensiunea produsă de generator să rămână constantă, este necesar ca fluxul generatorului să varieze aproximativ invers proporţional cu viteza sa, conform relaţiei

$$\Phi = \frac{\text{const}}{n} \tag{29.1}$$

Pentru aceasta, în circuitul de excitaţie al generatorului se intercalează capacităţile *C* astfel încât la sarcina maximă şi la viteza nominală să fie satisfăcută condiţia de rezonanţă.

Dacă viteza generatorului creşte, conform celor a rătate la § 13 şi fig. 22, fluxul în generator scade după o curbă aproximativ hiperbolică, astfel încât relaţia (29.1) este satisfăcută şi tensiunea poate fi menţinută constantă, sau chiar să scadă puţin cu creşterea vitezei şi micşorarea sarcinii, ceeace produce compensarea variaţiei căderii de tensiune între generator şi receptor.

IX. BOBINAJELE MAŞINILOR ELECTRICE

A. Teoria bobinajelor electrice

a) Bobinaje de curent continuu

1. Generalităţi şi definiţii. Bobinajul sau înfăşurarea [1]) indusului maşinilor de curent continuu (generatori, motoare şi comutatrice) se compune din bobine identice, repartizate la periferia indusului, fiecare legată la o lamelă de colector,

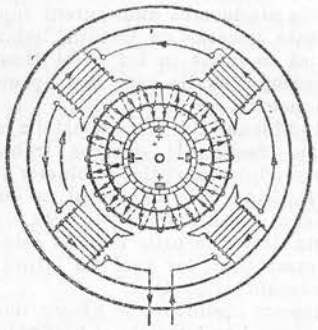


Fig. 1. Bobinaj în inel.

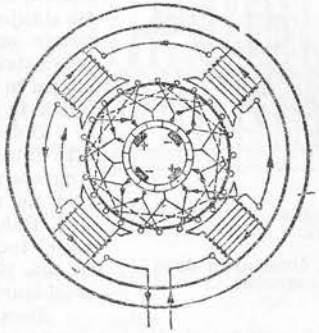


Fig. 2. Bobinaj în tobă.

şi legate între ele după anumite reguli, astfel încât formează una sau mai multe linii continue complect închise.

Cel mai vechi bobinaj de curent continuu este cel în inel, care azi nu se mai foloseşte, dar care, din cauza simplicităţii sale şi a claritàţii, este foarte util în anumite reprezentări schematice şi trebue deci să fie menţionat (fig. 1). Bobinajul folosit azi în mod excluziv este cel în tobă (fig. 2 şi fig. 3). Superioritatea lui constă în faptul că bobinele pot fi executate pe şabloane sau forme şi izolate complect înainte de introducerea lor pe indus, pe când bobinajul în inel trebue executat direct pe indus, cu mâna. In plus, bobinajul în tobă, pentru acelaşi număr de bobine şi în aceleaşi condiţii, poate da o tensiune dublă, deoarece fiecare bobină poate cuprinde

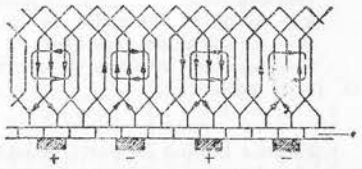


Fig. 3. Bobinajul în tobă din fig. 2, desfăşurat.

1) In cuprinsul Manualului s'au folosit ambii termeni.

aproximativ tot fluxul unui pol, pe când bobinajul în inel cuprinde numai jumătate din acest flux.

Bobinajul în tobă realizează deci o economie de cupru faţă de bobinajul în inel.

Ambele bobinaje au însă comună dispunerea succesivă a bobinelor, astfel încât forţele electromotoare induse, prin rotaţia indusului, se adună în diferitele bobine ale unei căi de curent, cuprinsă între două perii învecinate, iar forţele electromotoare a două căi de curent alăturate sunt egale şi de sens contrar. Din această cauză, bobinajul rămâne fără curent, atât timp cât periile de sens contrar nu sunt legate între ele, deoarece tensiunile căilor de curent se anihilează una pe alta. Numai în sarcină, cu alte cuvinte dacă se leagă periile + cu periile — printr'o rezistenţă (prin reţea), se poate produce un curent care, în cazul unui bobinaj simetric, este egal repartizat pe toate căile de curent. In toate bobinele care nu sunt în contact cu periile, curentul păstrează acelaşi sens în timpul rotirii indusului, pe când curentul în bobinele ale căror lamele sunt scurtcircuitate, îşi schimbă sensul (v. fig. 3). Pentru ca acest fenomen de inversare a sensului să nu fie stânjenit prin producerea unui curent suplimentar foarte mare, este necesar ca laturile bobinei puse în scurtcircuit să se mişte în tot acest timp într'un spaţiu în care câmpul să fie zero sau aproape zero, adică în zona neutră.

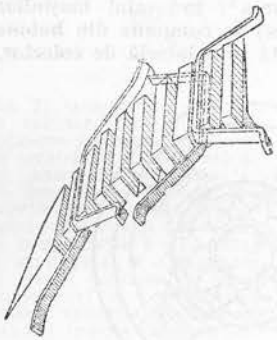


Fig. 4. Bobinaj în două straturi.

Bobinajul indusului, la toate maşinile moderne, este introdus în crestături; deaceea trebue să se ţină seamă de modul repartiţiei bobinelor în crestături. Cel mai răspândit este bobinajul în două straturi. Bobinele sunt aşezate una peste alta, ca ţiglele, astfel încât una dintre laturile bobinei este aşezată în sus, într'o crestătură, iar cealaltă latură, în altă crestătură, dedesubt (fig. 4).

Deci, în fiecare crestătură se găsesc două latur de bobină, una jos şi alta sus, peste prima. Uneori se foloseşte şi bobinajul într'un singur strat, adică într'o crestătură se găseşte o singură latură de bobină. Afară de aceste două feluri de bobinaj, se mai deosebeşte şi bobinajul în patru straturi, care se foloseşte la maşinile cu doi colectori sau, în anumite cazuri speciale, fiecărui colector corespunzând câte un bobinaj separat. Acest fel de bobinaj este de fapt compus din două bobinaje în două straturi suprapuse. De multe ori, la bobinajele în două straturi se pot aranja într'o crestătură mai multe laturi de bobină alăturate.

Notând cu:

k — numărul lamelelor la colector = numărul bobinelor;

Q — numărul de crestături;

u — numărul laturilor de bobine aşezate alături într'un strat într'o crestătură, se poate scrie

$$k = u\,Q. \tag{1.1}$$

Fiecare bobină în parte constă dintr'una sau din mai multe spire (w_b) legate în serie. Latura de bobină se mai numeşte mănunchi. Numărul total al spirelor active w (de exemplu, intrând în calculul forţei electromotoare) este, în acest caz,

$$w = k w_b = Q u w_b. \tag{1.2}$$

Pentru legăturile bobinajului, adică pentru conectarea bobinelor între ele, numărul spirelor este indiferent. Din acest motiv, în formulele şi în schemele de bobinaj care urmează, s'a considerat în mod constant $w_b = 1$, adică s'a considerat

că este vorba de un bobinaj în bare, în loc de bobinaj cu sârmă, şi deaceea în acest capitol, în loc de mănunchi se foloseşte termenul de bară (bara de sus, bara de jos).

O schemă de bobinaj se reprezintă mult mai bine desfăşurată în plan, decât în secţiune. In această schemă, barele superioare se numerotează continuu, şi anume una după alta, dela 1 până la k, ca şi lamelele corespunzătoare ale colectorului. Barele inferioare se notează cu aceeaşi cifră ca şi cele superioare. Dacă $u = 1$, adică numărul de bobine este egal cu numărul de crestături, cifra care indică numărul barei va indica şi numărul crestăturii, iar dacă $u > 1$, crestăturile trebue să poarte o numerotaţie separată. Sensul de numerotare dela stânga spre dreapta, privit din partea colectorului, este considerat pozitiv; bara superioară se presupune aşezată la stânga, iar cea inferioară, la dreapta.

Fig. 5. Buclă, cu $w_b = 2$.

Legăturile dintre elementele de bobinaj (bare) se fac prin legături frontale sau transversale. Aceste legături nu se calculează în lungimi, ci în intervale de bobinaj, numite pasuri de bobinaj.

Pasul y_1 (socotit în lamele), care dă distanţa dintre cele două bare ce formează laturile unei bobine, se numeşte pasul bobinei. Pasul y_2, care măsoară distanţa dintre bara inferioară a unei bobine şi bara superioară, care este începutul unei alte bobine, se numeşte pas de legătură. Amândouă aceste pasuri parţiale dau împreună *pasul total*, sau *rezultant*, sau *pasul la colector* y, care indică distanţa dintre două lamele, corespunzătoare celor două bobine succesive. Pasul de crestătură, care în cazul $u > 1$ este diferit de pasul de bobină, se va nota cu η.

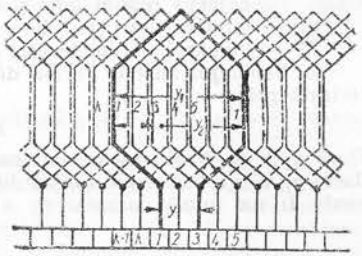


Fig. 6. O parte dintr'un bobinaj buclat, cu $k = 45$; $y_1 = 7$; $y_2 = 5$; $y = 2$.

Dacă y_2 are sensul de parcurs invers decât y_1, bobinajul este *buclat* ca în fig. 5 şi 6. La acest fel de bobinaj, două bobine care se succed vor fi mereu sub aceeaşi pereche de poli. Dacă y_2 are acelaşi sens ca şi y_1, bobinajul este *ondulat*, la care două bobine care se succed sunt situate sub perechi de poli diferiţi, însă alăturaţi (fig. 7 şi 8).

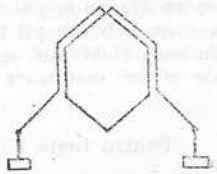


Fig. 7. Ondulă, cu $w_b = 2$.

La maşinile cu doi poli, cele două bobinaje sunt, din punct de vedere electric, identice; diferenţa dintre ele este numai de natură formală. La maşinile multipolare, diferenţa dintre cele două feluri de bobinaje este foarte mare.

Prin *cale de curent* în indus, sau pe scurt, *cale*, se înţelege acea linie continuă, formată dintr'o serie de spire urmând una după alta, în care toate forţele electromotoare au la rând acelaşi sens (+ sau —) şi care împreună dau forţa electromotoare a maşinii. Se presupune pentru aceasta că deschiderea bobinei η_1 este exact cât pasul polar, ceeace este aproape totdeauna cazul, în special la maşinile moderne de azi, prevăzute cu poli auxiliari.

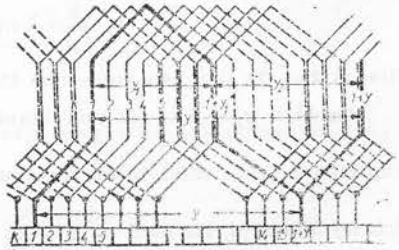


Fig. 8. O parte dintr'un bobinaj ondulat, cu $k = 47$; $a = 2$; $y_1 = 7$; $y_2 = 8$; $y = 15$.

Pentru examinarea diferitelor reguli ale bobinajelor, se vor adopta următoarele notaţii:

y_1 — pasul bobinei;
y_2 — pasul de legătură;
y — pasul rezultant, sau pasul la colector;
η — pasul la crestătură;
η_1 — deschiderea bobinei, măsurată în crestături;
Q — numărul crestăturilor indusului;
w — numărul spirelor indusului;
w_b — numărul spirelor unei bobine;
k — numărul de lamele la colector = numărul de spire, când $w_b = 1$;
u — numărul laturilor de bobină aşezate alături în aceeaşi crestătură;
$2a$ — numărul căilor de curent, care, la un bobinaj închis, este de minimum 2;
$2p$ — numărul polilor, care, la toate maşinile, este de cel puţin 4, cu excepţia câtorva maşini mici şi a unor execuţii speciale;
m' — numărul parcursurilor;
N — numărul de conductori ai indusului = $2w$.

2. **Bobinajul buclat.** Forma de bază a spirei este bucla (fig. 5 şi 6), caracterizată prin:

$$y = y_1 - y_2. \tag{2.1}$$

Dacă $y_1 > y_2$, bobinajul buclat înaintează în sens pozitiv, fără a se încrucişa, iar dacă $y_1 < y_2$, bobinajul buclat înaintează în sens negativ, încrucişându-se; y poate fi un număr oarecare:

$$y = \pm m'. \tag{2.2}$$

Fiindcă m' dă în acelaşi timp şi numărul de parcursuri care se fac în jurul indusului, pentru a parcurge toate spirele, un astfel de bobinaj se numeşte bobinaj buclat cu m' parcursuri. Dacă m' şi k sunt numere prime între ele, bobinajul este simplu închis, sau cu circuit simplu, fiindcă, după parcurgerea tuturor spirelor, se va ajunge la punctul iniţial de unde s'a plecat, iar dacă m' şi k au un divizor comun t, bobinajul indus se va descompune în t bobinaje separate, fiecare închis în sine. Bobinajul se numeşte cu circuite multiple. Numărul căilor de curent este de m' ori mai mare decât numărul polilor, adică:

$$a = m'p. \tag{2.3}$$

Pentru toate bobinajele buclate sunt necesare următoarele condiţii de simetrie:

$$\frac{Q}{p} = \text{număr întreg}, \tag{2.4}$$

de unde rezultă:

$$\frac{k}{p} = \text{număr întreg}, \tag{2.5}$$

fiindcă $k = Qu$ şi u este totdeauna întreg.

Deobicei y_1 se face cât mai aproape de $\frac{k}{2p}$ pentru ca fiecare bobină să poată cuprinde, pe cât posibil, întreg fluxul unui pol. Un bobinaj cu $y_1 = \frac{k}{2p}$ se numeşte *bobinaj diametral*, iar dacă $y_1 \gtrless \frac{k}{2p}$ se numeşte *bobinaj cu pas scurtat*, respectiv *lungit*.

Bobinajul buclat de tip general, cu m' parcursuri, nu are importanţă practică; numai cazurile particulare cu $m' = 1$ şi cu $m' = 2$ sunt utilizate.

α) *Bobinaj buclat simplu parcurs*, $m' = 1$. Este forma cea mai răspândită şi cea mai importantă. In cazul unui astfel de bobinaj:

$$y = y_1 - y_2 = \pm 1;$$
$$a = p. \tag{2.6}$$

Se preferă bobinajele neîncrucişate cu $y = +1$, pentrucă necesită legături frontale mai scurte.

In cazul când $u = 1$, adică $Q = k$ (bobinaj cu o singură bară pe crestătură şi strat), $\frac{Q}{p}$ poate fi cu soţ sau fără soţ, adică $\frac{Q}{2p}$ întreg sau fracţionar, ambele feluri de bobinaje având aceeaşi valoare electrică.

Dacă $u > 1$, Q fiind egal cu $\frac{k}{u}$, se preferă să se aleagă un bobinaj astfel încât $\frac{Q}{p}$ şi $\frac{k}{p}$ să fie fără soţ, din motive de comutaţie.

Dacă $\frac{y_1}{u}$ este un număr întreg, pasul la crestătură $\eta = \frac{y_1}{u}$ este acelaşi pentru toate cele u bobine ale unei perechi de crestături. Barele superioare au în crestătură aceeaşi poziţie relativă ca şi cele inferioare corespunzătoare. Acest fel de bobinaj prezintă avantajul că toate cele u bobine se pot izola şi aşeza împreună în crestătură (la maşinile de curent continuu crestăturile sunt deobicei deschise). Din acest motiv, sistemul se foloseşte, deobicei, la bobinaje cu sârmă cu $u > 1$.

Dacă, din contra, $\frac{y_1}{u}$ este fracţionar, pasul la crestătură variază în mod alternativ şi regulat, fiind când mai lung, când mai scurt, diferenţa dintre acestea fiind mereu o crestătură. Acest fel de bobinaj, care se numeşte *bobinaj în trepte* (v. mai departe), prezintă avantaje electrice, în deosebi asupra comutaţiei. El este foarte des folosit, în special la bobinajul în bare, cu toate că este puţin mai costisitor decât bobinajul anterior.

Exemple. O maşină cu zece poli ($2p = 10$) necesită un bobinaj buclat cu circa $k = 400$ de spire. In acest caz, se poate alege între:

a) $Q = 200$ $\qquad \frac{Q}{2p} = 20,\ u = 2,\ k = 400.$

$$\alpha \begin{cases} y_1 = 40,\ \dfrac{y_1}{\frac{k}{2p}} = \dfrac{40}{40} = 1, \text{ bobinaj diametral fără trepte (v. fig. 9);} \\[2ex] \eta_1 = 20,\ \dfrac{\eta_1}{\frac{Q}{2p}} = \dfrac{20}{20} = 1, \text{ bobinaj diametral,} \end{cases}$$

sau,

$$\beta \begin{cases} y_1 = 39,\ \dfrac{y_1}{\frac{k}{2p}} = \dfrac{39}{40} = 0{,}975, \text{ bobinaj cu pas scurtat în trepte (v. fig. 10);} \\[2ex] \eta_1 = 19, 20, 19, 20\ \dfrac{\eta_1}{\frac{Q}{2p}} = \dfrac{19}{20} = 0{,}95, \text{ pas scurtat.} \end{cases}$$

b) $Q = 135$

$$\frac{Q}{2p} = 13,5,\ u = 3,\ k = 405.$$

$$\alpha \begin{cases} y_1 = 40,\ \dfrac{y_1}{\dfrac{k}{2p}} = \dfrac{40}{40,5} = 0,99, \text{ bobinaj aproape diametral în trepte;} \\ \eta_1 = 13, 13, 14,\ \dfrac{\eta_1}{\dfrac{Q}{2p}} = \dfrac{13}{13,5} = 0,964, \text{ pas scurtat} \end{cases}$$

sau

$$\beta \begin{cases} y_1 = 39,\ \dfrac{y_1}{\dfrac{k}{2p}} = \dfrac{39}{40,5} = 0,963, \text{ pas scurtat fără trepte;} \\ \eta_1 = 13,\ \dfrac{\eta_1}{\dfrac{Q}{2p}} = \dfrac{13}{13,5} = 0,963, \text{ pas scurtat;} \end{cases}$$

$u = 1$ se exclude, deoarece crestăturile devin prea înguste, iar $u > 3$, fiindcă crestăturile devin prea late.

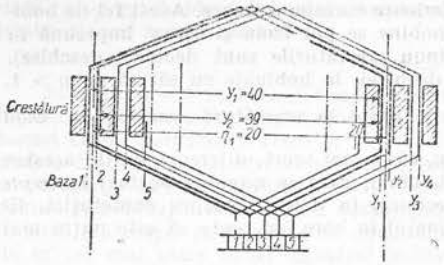


Fig. 9. O porţiune de bobinaj buclat fără trepte.

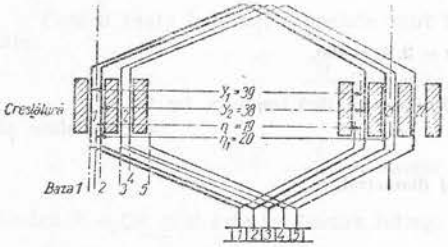


Fig. 10. O porţiune de bobinaj buclat în trepte.

β) *Bobinaj buclat dublu parcurs*, $m' = 2$. Ţinând seamă de relaţiile (2.1) — (2.3), rezultă:

$$y = y_1 - y_2 = 2; \tag{2.7}$$

$$a = 2p. \tag{2.8}$$

Bobinajul este simplu închis, în cazul când k este fără soţ, în care caz şi p şi u sunt deasemenea fără soţ, iar $\frac{Q}{2p}$ va fi un număr fracţionar. Când k este cu soţ, bobinajul este dublu închis şi se descompune în două bobinaje (circuite) separate, în care caz u este şi el cu soţ, p este oarecare, iar $\frac{Q}{2p}$ este întreg sau fracţionar. Pentru a se evita curenţii interni de egalizare paraziţi se alege, deobicei, $u = 2$, cel mult $= 4$, $\frac{Q}{2p}$ număr întreg, iar y_1 şi y_2 fără soţ (fig. 11).

Dacă lamelele de colector, corespunzând unuia dintre aceste bobinaje separate, se plasează pe partea opusă, se formează un bobinaj cu doi colectori. Pentru ca cei doi colectori să poată da aceeaşi forţă electromotoare, unul dintre bobinaje trebue să fie încrucişat, iar celălalt neîncrucişat, aşa dar:

$$y_I = 1\ ;\quad y_{II} = -1,$$

unde

şi

$$\left.\begin{aligned} y_{1(I)} &= y_{1(II)}; \\ y_{2(II)} &= y_{2(I)} + 2. \end{aligned}\right\} \tag{2.9}$$

Un astfel de bobinaj este reprezentat în fig. 12.

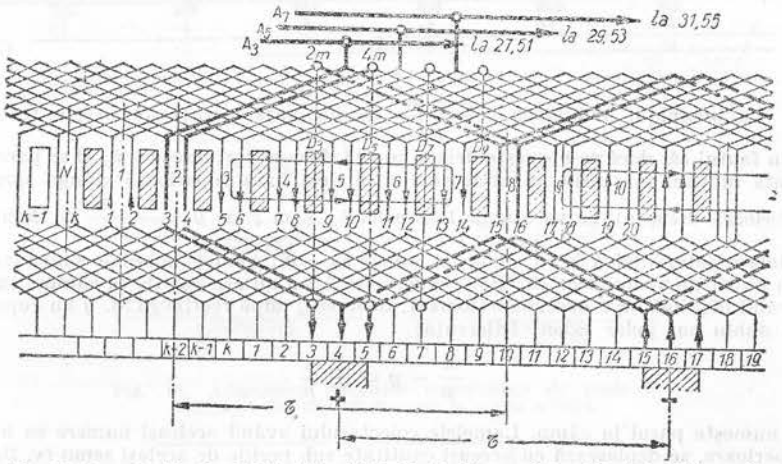


Fig. 11. O parte dintr'un bobinaj buclat dublu închis, cu $Q/p = 12$; $k/p = 24$; $u = 2$; $y_1 = 13$; $y_2 = 11$; $y = 2$: A_3, A_5, A_7 — legăturile echipotenţiale ale unuia dintre bobinaje; D_3, D_5, D_7, D_9 — legăturile dintre cele două bobinaje.

3. Bobinajul ondulat. Forma de bază a spirei bobinajului ondulat este ondula (v. fig. 7 şi 8), cu următoarea caracteristică:

$$y = y_1 + y_2, \tag{3.1}$$

adică pasul rezultant este egal cu suma pasurilor parţiale, dar el nu poate fi oarecare, deoarece trebue să corespundă relaţiei:

$$y = \frac{k \mp m'}{p}. \tag{3.2}$$

In această relaţie:

$$a = m',$$

astfel încât,

$$y = \frac{k \mp a}{p}. \tag{3.3}$$

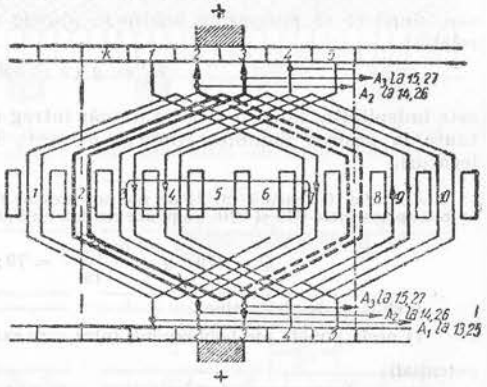


Fig. 12. Parte dintr'un bobinaj buclat dublu închis, modificat într'un bobinaj cu doi colectori, cu $Q/p = 12$; $k/p = 12$ şi $u = 1$ la fiecare bobinaj. Parcursul I neîncrucişat cu $y_1 = 6$; $y_2 = 5$; $y = 1$. Parcursul II încrucişat cu $y_1 = 6$; $y_2 = 7$; $y = -1$.

In acest fel de bobinaj sunt necesare următoarele condiţii de simetrie:

$$\frac{p}{a} = \text{întreg}; \tag{3.4 a}$$

$$\frac{k}{a} = \text{întreg}; \tag{3.4 b}$$

$$\frac{Q}{a} = \text{întreg}. \tag{3.4 c}$$

La bobinajul ondulat $y = \frac{k+m'}{p}$ dă bobinaje încrucişate, care se recunosc prin faptul că, dacă se porneşte dela o lamelă de colector oarecare k_x şi se parcurge odată indusul în sensul numărătorii (adică dela bara superioară stânga spre cea inferioară dreapta), se va ajunge la lamela $k_x + m'$; iar $y = \frac{k-m'}{p}$ dă bobinaje neîncrucişate, fiindcă se va ajunge la lamela $k_x - m'$. Ambele bobinaje sunt identice din punct de vedere electric. Bara superioară $1+y$ nu are poziţia în câmpul inductorului identică cu a barei superioare 1, deoarece, după relaţia (3.3), y nu cuprinde un dublu pas polar exact. Diferenţa:

$$\frac{k}{p} - y = \pm \frac{a}{p} \tag{3.5}$$

se numeşte pasul în câmp. Lamelele colectorului având aceleaşi numere ca barele superioare, se deplasează cu aceeaşi cantitate sub periile de acelaşi semn (v. fig. 13 şi 14; fig. 15 şi 16).

Intre lamelele 1 şi $1+k_x$ se găsesc x bobine, care se pot determina cu ajutorul formulei:

$$x = np + \frac{k_x \pm an}{y}, \tag{3.6}$$

sau, după ce se parcurg x, bobine se ajunge dela lamela 1 la lamela $1+k_x$, dacă relaţia:

$$k_x = y\,(x - np) \mp an \tag{3.7}$$

este îndeplinită, unde n este un număr întreg oarecare. Aceste formule sunt importante la găsirea anumitor puncte necesare legăturilor echipotenţiale, sau altor legături.

Aplicaţie O maşină cu 24 de poli are nevoie de un bobinaj cu $a=4$ şi de un număr de spire cuprins între 940 şi 970. Se poate realiza un bobinaj simetric în trepte cu $k=952$; $u=2$;

$$Q = 476;\ y = \frac{952-4}{12} = 79;\ y_1 = 39;\ y_2 = 40.$$

Trebue să se determine:

1) acele puncte ale bobinajului, între care există $\frac{k}{a} = 238$ de spire (adică au acelaşi potenţial);

2) o serie de grupe de legături.

1. După relaţia (3.3), $\frac{k}{a} = y\frac{p}{a} + 1 = 238$, astfel încât punctele de legătură căutate sunt 1 — 239 — 477 — 715. Acelaşi lucru va rezulta deasemenea şi din relaţia (3.7), dacă

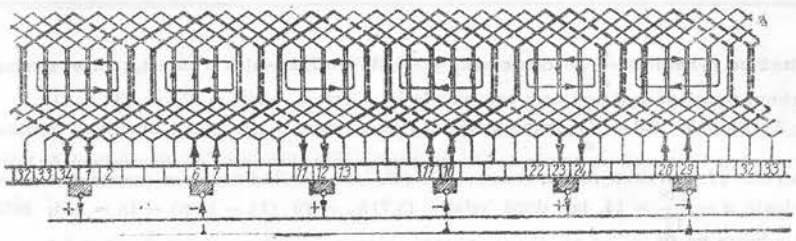


Fig. 13. Bobinaj ondulat neîncrucişat, cu $p=3$; $k=34$; $a=1$; $y_1=5$; $y_2=6$; $y=11$.

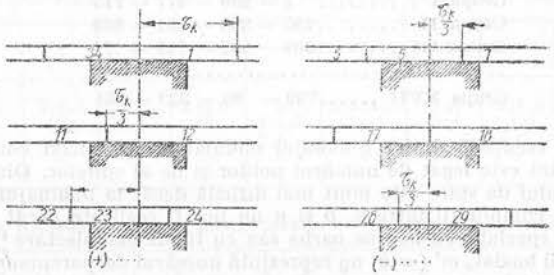


Fig. 14. Acoperirea lamelelor colectorului de perie la bobinajul din fig. 13, desenat la scara mărită.

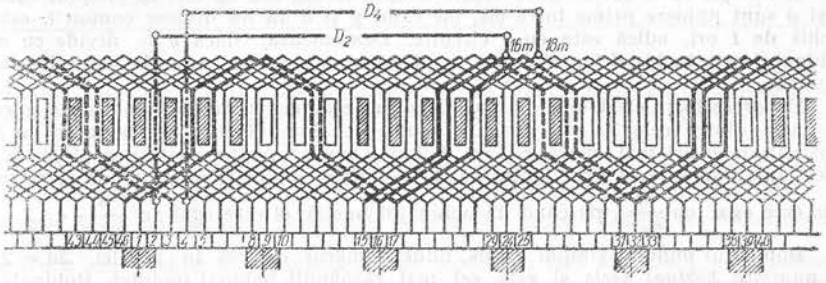


Fig. 15. Bobinaj ondulat în trepte de două ori închis, cu $p=3$; $k=46$; $a=2$; $Q=23$; $u=2$; $y_1=7$; $y_2=9$; $y=16$; D_2, D_4 . . . — legăturile între cele două bobinaje.

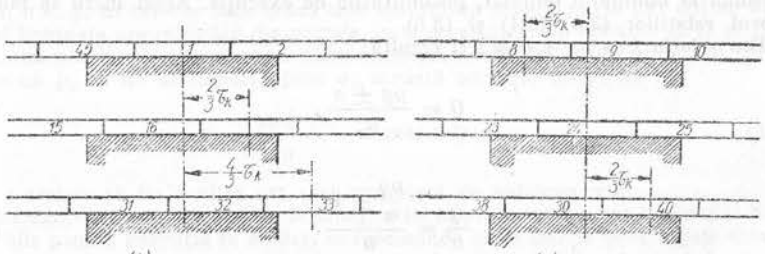


Fig. 16. Acoperirea lamelelor colectorului de perie la bobinajul din fig. 15, desenat la scară mărită.

se introduce, în loc de x, $\frac{k}{a}$, în care caz, $k_x = -238$ sau 714 pentru oricare n, ceeace înseamnă că primul punct de legătură care corespunde lui 1 este $1 - 238 = 953 - 238 = 715$.

2. Din cele $238 = \frac{k}{a}$ grupe posibile, fiecare formată din patru puncte de legătură ar urma să se folosească un număr de 15—20 grupe, ceeace înseamnă că singurul număr întreg posibil este 17. Din acest motiv, numărul de spire care se află între două puncte de legătură învecinate $x = \frac{238}{17} = 14$, iar după relaţia (3.7) $k_x = 79\ (14 - 12\,n) - 4n = 154$, astfel încât schema va fi:

Grupa I ..... 1 — 239 — 477 — 715
Grupa II .....155 — 393 — 631 — 869
Grupa III .....309 — 547 — 785 — 71
.....
Grupa XVII .....799 — 85 — 323 — 561

Deosebirea esenţială dintre bobinajul ondulat şi cel buclat constă în faptul că pasul rezultant este legat de numărul polilor şi de al spirelor. Din acest motiv, alegerea numărului de spire este mult mai dificilă decât la bobinajul buclat. Dacă $u > 1$, anumite combinaţii între a, p şi u nu pot fi realizate decât făcând uz de bobinajele serie speciale, cu bobine oarbe sau cu fir de complectare [1]). Spre deosebire de bobinajul buclat, m' ($= a$) nu reprezintă numărul de parcursuri al indusului, ci distanţa lamelei la care se ajunge, după ce s'a parcurs odată indusul, faţă de lamela iniţială.

Bobinajul cu a căi de curent este simplu închis sau cu circuit simplu, când y şi a sunt numere prime între ele, iar când y şi a au un divizor comun t, este închis de t ori, adică este cu t circuite. Deasemenea, dacă y se divide cu a, bobinajul este închis de a ori, sau se descompune în a bobinaje sau circuite separate.

Deoarece forţa electromotoare a maşinii este determinată de numărul de spire al uneia dintre cele $2a$ căi puse în paralel, bobinajul ondulat va putea da o tensiune de p ori mai mare, ca un bobinaj buclat având acelaşi p, k şi m'. Acest lucru se explică prin faptul că, la bobinajul ondulat, numărul de spire pe cale este egal cu $\frac{k}{2m'}$, pe când la bobinajul buclat, el este egal cu $\frac{k}{2pm'}$.

Bobinajul ondulat simplu închis, unde numărul de căi în paralel, $2a = 2$, se numeşte *bobinaj serie* şi este cel mai răspândit bobinaj ondulat. Bobinajul ondulat cu mai multe căi în paralel se mai numeşte *bobinaj serie-paralel*.

In mod practic, în general, $u > 1$, în care caz este nevoie să se controleze totdeauna la bobinajul ondulat, posibilităţile de execuţie. Acest lucru se face cu ajutorul relaţiilor (3.3) (3.4) şi (3.5).

Din relaţia $k = py \pm a = u\,Q$ rezultă:

$$Q = \frac{py \pm a}{u}, \tag{3.8}$$

sau

$$\frac{Q}{a} = \frac{\frac{py}{a} \pm 1}{u}. \tag{3.9}$$

[1]) *Bobinajul maşinilor electrice*, Editura Tehnică, Bucureşti, 1951.

Insă deoarece $\frac{Q}{a}$, după (3.4 c), trebue să fie un număr întreg, înseamnă că pentru u sunt admisibile numai acele valori, care fac ca partea dreaptă a relaţiei (3.9) să fie un număr întreg. Pentru y se vor lua pe rând (dela circa 11 în sus) valori care sunt admisibile conform relaţiei (3.3).

Pentru cazurile practice cele mai folosite, vor rezulta pentru u valorile din tabela 1 a.

Tabela 1 a. Bobinaje ondulate simplu închise ($t=1$), cu $a \leqslant 4$, $1 < u \leqslant 5$

Pentru $a=p$ este preferabil a se executa bobinaj buclat care s'a notat în tabelă cu semnul #

$p =$	2	3	4	5	6	7	8	9	10	12
$a=1$	3;5	2;4;5	3;5	2;3;4	5	2;3;4;5	3;5	2;4;5	3	5
$a=2$	#	(5)	3;5	(3)	2;4;5	(3;5)	3;4	(5)	3;4	5
$a=3$	—	#	—	—	3;5	—	—	4;5	—	3;5
$a=4$	—	—	#	—	—	—	3;5	—	—	2;4;5

Tabela 1 b. Bobinaje ondulate dublu închise ($t=2$) cu $a=2$, $u = 2$, $u = 4$]

$p =$	3	4	5	6	7	8		10	12
$u =$	2;4	2	2;4	2	2;4	2	2;4	2	2

In această tabelă semnul (—) înseamnă că bobinajul corespunzător poate fi executat, însă trebue evitat, deoarece nu satisface regulile de simetrie. Fac excepţie bobinajele duble ($a=2$, tabela 1 b) deoarece, în acest caz, fiecare spiră fiind compusă din două jumătăţi simetrice, o cale de curent poate să conţină în plus o jumătate de spiră, fără ca simetria să sufere prea mult. Din acest motiv, bobinaje cu $p=3,5\ldots$ şi $a=2$ pot fi considerate ca aproximativ simetrice şi sunt în general aproape egale cu celelalte, la care $\frac{p}{a}$ = număr întreg. Cifrele corespunzătoare pentru u sunt închise în paranteză şi sunt totdeauna fără soţ. Dacă este necesar un număr de spire cu soţ pe crestătură, cifrele corespunzătoare sunt numai acelea trecute în tabela 1 b.

Deschiderea bobinei y_1 se alege după aceleaşi reguli ca la bobinajul buclat; pentru $a < p$, în care se încadrează cele mai multe cazuri, nu se pot obţine decât numai bobinaje aproximativ diametrale, cum a rezultat din relaţiile (3.3) şi (3.5).

Dacă pentru $u > 1$ se caută să se realizeze condiţiile unui bobinaj în trepte, trebue ca y_1 să nu se împartă prin u; această condiţie înseamnă că:

$$\frac{y_1 \pm s}{u} = \text{număr întreg}, \tag{3.10}$$

unde s trebue să fie o cifră cât mai apropiată de valoarea $u/2$.

La executarea schemelor de bobinaj, utile la proiectarea unui bobinaj şi indispensabile pentru execuţia în atelier, se recomandă să se indice prin săgeţi direcţia f.e.m., cum şi polaritatea periilor. Această direcţie se obţine în modul cel mai simplu, folosind regula celor trei degete (a celor trei axe), cum se vede în schema din fig. 17, şi regula burghiului pentru determinarea sensului inducţiei (fig. 18).

Dacă se dă direcţia de mişcare (v), direcţia inducţiei (B), va rezulta f.e.m. (e) în direcţia celui de al treilea vector.

In fig. 11, 12, 13 şi 15, anumite spire caracteristice, ca de exemplu spirele scurtcircuitate, sunt scoase în evidenţă prin linii accentuate mai groase. Pentru

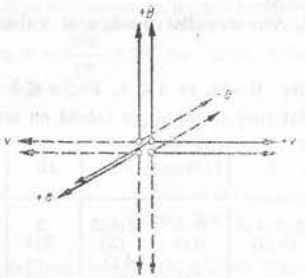


Fig. 17. Regula celor trei axe pentru determinarea sensului forţei electromotoare.

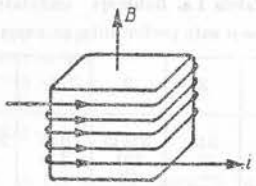


Fig. 18. Regula burghiului pentru determinarea sensului inducţiei.

complectare, s'au trecut în scheme ele de bobinaj şi legăturile echipotenţiale, chestiune care se va trata mai departe.

4. Bobinaje cu bobine în formă de broască. Tehnica sovietică foloseşte, la maşinile de puteri mai importante, bobinajul cu bobine în formă de broască.

El constă din unirea bobinajului simplu buclat cu bobinajul ondulat simplu sau multiplu, prin legarea acestor două bobinaje la acelaşi colector. Deoarece bobinajul simplu buclat are un număr de căi în paralel $a=p$, şi înfăşurarea ondulată trebue să fie executată cu acelaşi număr de căi în paralel $a=p$.

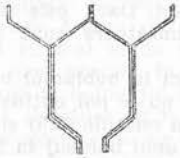


Fig. 19. Secţiunea bobinajului în formă de broască.

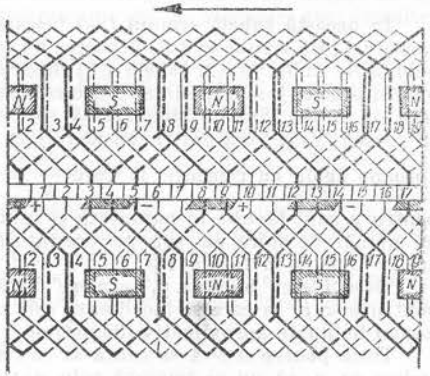


Fig. 20. Schemă de bobinaj cu bobină în formă de broască $2p=4$; $Q=18$, $k=18$.

In mod constructiv, secţiunile ambelor bobinaje se unesc în şabloane comune, aşezându-se împreună în crestăturile motorului.

Aceste şabloane unite dau bobine care seamănă întrucâtva cu labele unei broaşte, de unde şi denumirea acestui bobinaj (fig. 19).

Caracteristică este lipsa oricăror legături echipotenţiale. Această absenţă se explică prin faptul că fiecare dintre cele două bobinaje reprezintă, în raport cu celălalt, tocmai legăturile echipotenţiale de care el are nevoie.

Diferenţa faţă de legăturile echipotenţiale obişnuite constă în aceea că, în cazul bobinajului în formă de broască, se unesc între ele puncte care au oarecare diferenţă de potenţial. Deoarece, însă, în circuitul de legătură se induce o tensiune egală acestei diferenţe de potenţial, dar de sens contrar, aceste legături pot să îndeplinească rolul legăturilor echipotenţiale.

In fig. 20 este reprezentată schema unui bobinaj cu bobine în formă de broască. Pentru o înţelegere mai bună, s'au desenat lamelele colectorului în ambele părţi.

5. Alegerea bobinajului celui mai potrivit. Unul dintre cele mai importante puncte de vedere în alegerea bobinajului este condiţia de simetrie. Neglijarea acestei condiţii duce la pierderi suplimentare (datorite curenţilor de egalizare), scântei la perii şi conturnări de tensiune. Deaceea trebue evitate, bineînţeles după posibilităţi, bobinajele cu bobine oarbe, cu legături suplimentare [1]), bobinajele buclate multiplu parcurse, cum şi toate bobinajele cu doi colectori care au bobinajele corespunzătoare suprapuse. Toate aceste bobinaje nu sunt perfect simetrice, din care cauză, folosirea lor trebue să se limiteze la maşini mici sau de viteză mică, care sunt mai puţin sensibile la micile nesimetrii.

Folosirea acestor bobinaje speciale la maşini mai importante se face numai după o examinare atentă a condiţiilor de simetrie [2]).

Este bine ca la toate bobinajele, numărul w_b de spire pe lamelă de colector să fie cât mai mic. Din această cauză, numărul k de lamele, conform relaţiei (1.2), trebue făcut cât mai mare posibil, atât cât permit relaţiile de mărime ale maşinii respective.

Bobinajul ondulat simplu închis necesită, pentru o anumită tensiune, cel mai mic număr de spire pe lamelă, astfel încât dacă $w_b > 1$ (bobinaj cu sârmă), se va căuta să se adopte un bobinaj ondulat serie cu $a=1$. Tot un astfel de bobinaj se poate alege şi în cazul când se poate realiza un bobinaj în bare cu $w_b = 1$, şi anume când $a > 1$, numărul de lamele ar deveni prea mare şi ar obliga să se facă $w_b > 1$. Aceste cazuri sunt cele mai frecvente; ele intervin la majoritatea maşinilor mici şi mijlocii de tensiune puţin mai înaltă ca, de exemplu, motoarele de tracţiune, de macara, etc.

Numărul de lamele nu este bine să devină nici prea mic, în special la maşinile mai mari. Pentru a evita acest lucru, se poate alege un bobinaj cu circuite multiple, serie paralel (dacă numărul de lamele maxim admisibil permite ca $a \leqslant 4$) sau un bobinaj buclat simplu închis, cu $a=p$. Din cauza lipsei unei simetrii perfecte, bobinajul buclat cu două circuite este admisibil numai la maşini, mici de joasă tensiune.

La construcţiile cu doi colectori şi cu două bobinaje, care survin uneori pentru maşinile de curent foarte mare, sau la maşinile pentru scopuri speciale, este bine ca cele două bobinaje să fie aşezate în crestătură unul lângă altul şi nu unul peste altul

b) Bobinaje de curent alternativ

6. Generalităţi şi definiţii. Spre deosebire de bobinajele de curent continuu legate la colector, cele de curent alternativ se execută, aproape excluziv, ca bobinaje deschise.

Se deosebesc:

— bobinaje monofazate, bifazate, trifazate, polifazate;

— bobinaje într'un strat sau în două straturi, după numărul laturilor de bobină suprapuse în crestătură;

— bobinaje cu un număr q întreg de crestături pe pol şi fază sau cu un număr q fracţionar de crestături pe pol şi fază;

---

[1]) Expuse pe larg în lucrarea: *Bobinajul maşinilor electrice*, Editura Tehnică, Bucureşti, 1951.

[2]) *Bobinajul maşinilor electrice*, Editura Tehnică, Bucureşti, 1951 (cap. Bobinaje de curent continuu speciale).

— bobinaj cu pas diametral sau cu pas scurtat, după deschiderea bobinei;
— bobinaje cu sârmă sau cu bare, după dimensiunile conductorului de cupru.

La bobinajul într'un strat cu număr întreg de crestături pe pol şi fază, se deosebesc:

1) bobinaje cu bobine egale sau inegale, după forma şi mărimea bobinelor;

2) bobinaje cu două sau cu trei etaje, după cum capetele de bobină sunt în două sau în trei plane.

In cele ce urmează se folosesc aceleaşi notaţii ca pentru bobinajele pentru curent continuu; se adaugă: q = numărul crestăturilor pe pol şi fază = $\frac{Q}{2pm}$, unde m este numărul de faze.

7. Bobinajul trifazat într'un strat.

α) *Bobine inegale cu capetele în două etaje şi q întreg.* Fig. 21 reprezintă un astfel de bobinaj cu bobine inegale şi capete de bobină în două etaje cu $Q=24$; $p=2$ şi $q=2$.

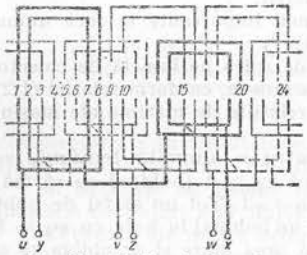


Fig. 21. Bobinaj trifazat cu capetele de bobină în două etaje (pentru patru poli).

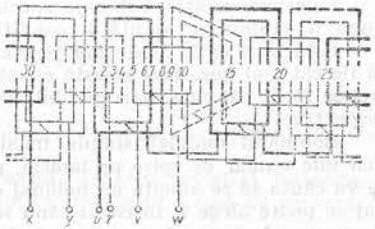


Fig. 22. Bobinaj trifazat cu capetele de bobină în două etaje (pentru şase poli).

Intrările şi ieşirile celor trei ramuri sunt situate la $\frac{2\pi}{3} = 120°$, astfel cum este util adeseori la bobinajele trifazate. Deoarece p este un număr cu soţ, fiecare ramură se compune din $\frac{p}{2}$ bobine lungi şi $\frac{p}{2}$ bobine scurte, fiecare bobină fiind dublă. Dacă p este un număr fără soţ, una dintre ramuri va avea o bobină de trecere dintr'un etaj în celălalt. Fig. 22 reprezintă un astfel de bobinaj pentru o maşină cu şase poli, cu $Q=36$ ($q=2$). Ramura ux se compune din două bobine lungi şi o bobină scurtă, ramura vy, din două bobine scurte şi o bobină lungă, iar ramura wz se compune dintr'o bobină lungă, una scurtă şi una de trecere. Toate bobinele se compun din două bobine elementare, adică sunt bobine duble. Dispoziţia capetelor de bobină, pentru un bobinaj de înaltă tensiune, este arătată în fig. 23, *a*, iar în fig. 23, *b* şi 23, *c* sunt reprezentate capetele la bobină, pentru un bobinaj de joasă tensiune.

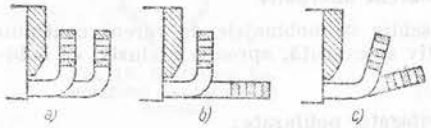


Fig. 23. Capetele de bobină la bobinajul în două etaje.

β) *Bobine inegale cu capetele în trei etaje, şi q întreg.* Bobinajele într'un strat, cu capete de bobină în două etaje, sunt foarte des folosite la motoare asincrone, în special în cazul crestăturilor semiînchise. In cazul bobinajelor pentru doi poli se obţine o mai bună distribuire a capetelor de bobină în trei etaje, iar nu în două.

Fig. 24 reprezintă un bobinaj de acest fel, cu $Q=24$, $p=1$, $q=4$. Fiecare două crestături, dintre cele patru crestături pe pol şi fază, formează o bobină, astfel încât numărul total de bobine este de două ori mai mare decât dacă bobinajul ar fi dispus în două etaje. In fig. 25 se poate vedea dispoziţia capetelor de bobină, ale bobinajului din fig. 24. Bobinajul în trei etaje se mai foloseşte şi în cazul maşinilor multipolare, cu pasul polar mare. Această divizare a capetelor de bobină prezintă avantajul unei răciri mai bune, iar scăpările de flux sunt, deasemenea, mai mici decât la bobinajul în două etaje.

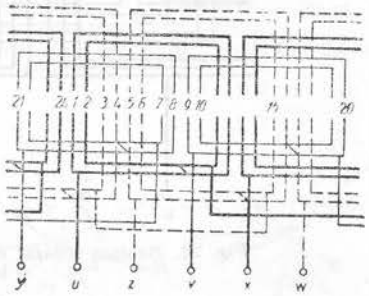


Fig. 24. Bobinaj trifazat cu capetele de bobină în trei etaje.

γ) *Bobine egale şi q întreg.* In fig. 26 este reprezentat un bobinaj cu bobine egale, cu capetele de bobină situate în trei etaje, cu $Q=36$; $p=1$; $q=6$.

Faţă de bobinajul reprezentat în fig. 24, acesta prezintă avantajul că este executat cu bobine egale, pentru toate ramurile care constituie cele trei faze. Şi bobinajul în două etaje se poate executa cu bobine egale. Dispoziţia capetelor de bobină este, în acest caz, similară celei din fig. 23. Fig. 27 reprezintă un bobinaj cu bobine egale, similar unui bobinaj de curent continuu, pentru $Q = 36$; $p = 1$ şi $q = 6$. Toate bobinele elementare au aceeaşi deschidere.

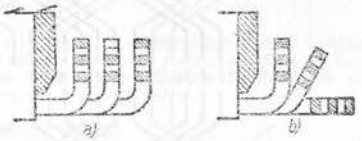


Fig. 25. Capetele de bobină ale bobinajului în trei etaje.

Dispoziţia corespunzătoare a capetelor de bobină este arătată în fig. 28. Ca şi bobinajele în trei etaje, acesta se foloseşte mai ales acolo unde pasul polar este mare, ca, de exemplu, la turbogeneratori.

δ) *Bobinaje cu q fracţionar.* Pentru ameliorarea formei curbei electromotoare este bine ca, la maşinile cu număr mic de crestături pe pol şi fază, crestăturile aparţinând unei faze să nu aibă în câmp aceeaşi poziţie, ci să fie repartizate oricum. Acest lucru se poate realiza prin alegerea unui q fracţionar.

Factorul de bobinaj al armonicei principale, al unui astfel de bobinaj, este puţin mai mic decât la un bobinaj cu q număr întreg, în timp ce factorii de bobinaj ai armonicelor superioare sunt cu mult mai mici. Bobinajele cu număr fracţionar de crestături pe pol şi fază se folosesc foarte mult la generatorul cu poli aparenţi.

La bobinaje cu număr fracţionar q de crestături pe pol şi fază, tensiunile fiecărei faze trebue să fie egale între ele şi să facă între ele un unghi de $\frac{2\pi}{m}$. Pentru această cercetare se foloseşte steaua crestăturilor, adică diagrama polară a tensiunilor fiecărei crestături (a fiecărei laturi de bobină). Decalajul de fază între două crestături vecine este, în steaua crestăturilor, de $\frac{p}{Q}360°$. Dacă se notează cu t cel mai mare divizor comun al lui Q şi p, steaua crestăturilor va avea t raze cu aceeaşi fază şi $\frac{Q}{t}$ raze cu faze deosebite.

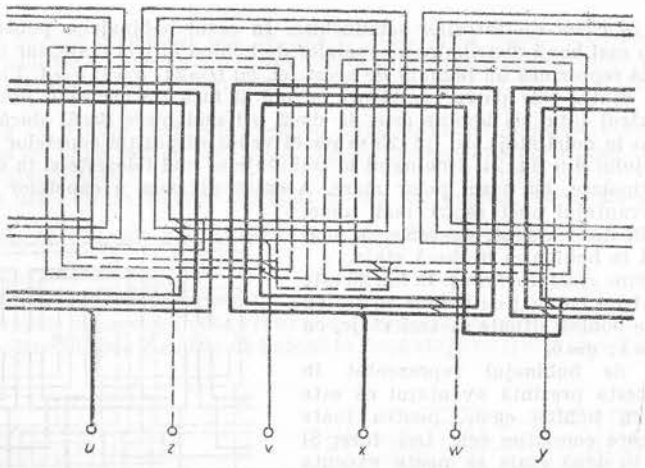


Fig. 26. Bobinaj trifazat cu capetele de bobină în trei etaje cu bobine egale.

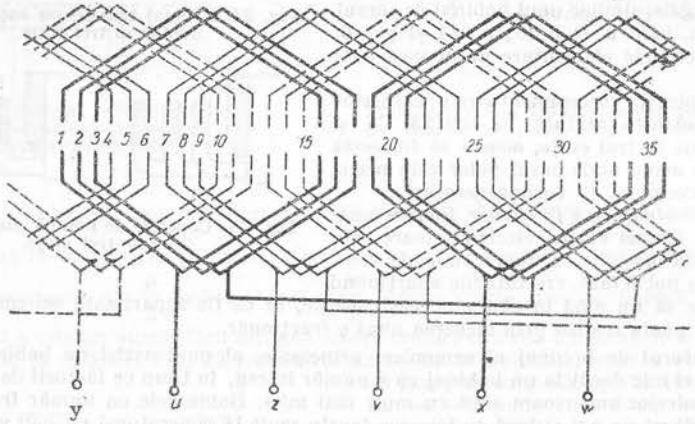


Fig. 27. Bobinaj trifazat într'un strat în coroană.

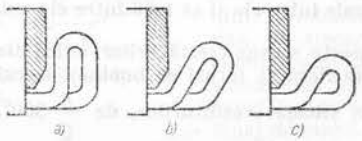


Fig. 28. Capetele de bobină la bobinajul în coroană.

Fig. 29, *a* reprezintă steaua tensiunilor unui bobinaj trifazat cu $Q=18$, $p=2$, $t=2$ şi $q=1\frac{1}{2}$. În acest caz, t fiind egal cu 2, steaua crestăturilor se compune din nouă raze decalate între ele, fiecare rază fiind compusă din două raze suprapuse. Steaua crestăturilor reduce bobinajele multipolare la un bobinaj bipolar. Dacă se repartizează fazei I crestăturile 1, 2, 10, 5, 6, 15, fazei II crestăturile 13, 14, 4, 17, 18, 9 şi fazei —III crestăturile 7, 8, 16, 11, 12, 3, va rezulta un sistem trifazat simetric (fig. 29, *b*). Pentru compunerea laturilor separate în bobine elementare, se consideră fig. 29, *a* şi se întocmeşte tabela:

Faza *u x*	1 2 10 6 5 15	Faza *v y*	13 14 4 18 17 9	Faza *w z*	7 8 16 12 11 3

Crestăturile aşezate una peste alta urmează să fie unite, pentru a forma bobine. Începuturile de fază vor fi în crestăturile 1, 4, 7.

Cu ajutorul stelei crestăturilor se poate determina şi factorul de bobinaj.

Bobinajele cu număr fracţionar de crestături pe pol şi fază se execută de multe ori şi cu crestături goale.

Cazul cu toate crestăturile bobinate. Condiţiile de simetrie, pentru bobinajele trifazate cu număr fracţionar de crestături pe pol şi fază, sunt:

$$\frac{Q}{2m} = K = \text{număr întreg}; \qquad (7.1)$$

$$\frac{Q}{mt} = \frac{2K}{t} = \text{număr întreg}; \qquad (7.2)$$

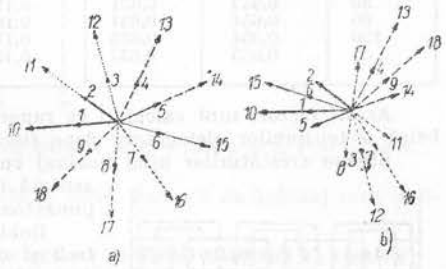


Fig. 29 *a*) Steaua crestăturilor unui bobinaj trifazat cu $Q=18$, $p=2$, $t=2$ şi $q=1^1/_2$. *b*) Gruparea pe faze a crestăturilor bobinajului din fig. 29, *a*.

K este numărul de bobine elementare pe ramură (fază).

Dacă $t=1$, nu vor exista crestături cu faze identice, iar numărul de perechi de poli va fi impar. Bobinajul se comportă ca un bobinaj cu un număr întreg K de crestături pe pol şi fază. Când K este impar, toate bobinele trebue să fie legate în serie, iar la K par, este posibilă şi o realizare cu două căi în paralel pe fază. Factorii de bobinaj sunt identici cu cei corespunzători unui bobinaj cu $q=K$ crestături pe pol şi fază (v. mai departe).

Steaua crestăturilor unui bobinaj cu $t=1$ şi $Q=36$, $p=5$, $K=6$ şi $q=1\frac{1}{5}$ este reprezentată în fig. 30. Crestăturile urmează să fie grupate în felul următor:

Faza *ux*	1 30 23 16 9 2 34 27 20 19 12 5
Faza *vy*	25 18 11 4 33 26 22 15 8 7 36 29
Faza *wz*	13 6 35 28 21 14 10 3 32 31 24 17

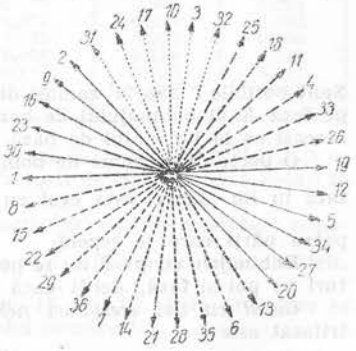


Fig. 30. Steaua crestăturilor unui bobinaj trifazat cu $Q=36$, $p=5$, $t=1$.

Inceputurile fazelor se găsesc în crestăturile 1, 25 şi 13. Bobinajul este simetric.

Dacă $t=2$, iar K este fără soţ, se exclud bobinajele la care numărul de perechi de poli p este fără soţ. Toate bobinele unei faze trebue legate în serie. Factorii de bobinaj sunt trecuţi în tabela 2 (ν este numărul de ordine al armonicei din seria Fourier).

Tabela 2. Factorii de bobinaj pentru bobinaje trifazate cu număr fracţionar de crestături pe pol şi fază cu $t = 2$ şi K impar

Q	$\nu =$ 1	3	5	7	9	11
6	0,866	0	0,866	0,866	0	0,866
12	0,933	0,500	0,067	0,067	0,500	0,933
18	0,954	0,577	0,140	0,061	0	0,016
24	0,950	0,603	0,162	0,096	0,103	0,016
36	0,952	0,621	0,179	0,118	0,167	0,058
60	0,954	0,631	0,187	0,130	0,196	0,077
120	0,954	0,635	0,190	0,135	0,208	0,084
∞	0,955	0,637	0,191	0,136	0,223	0,088

Aceşti factori sunt calculaţi ca raportul dintre suma geometrică şi cea algebrică a tensiunilor elementare depe fiecare fază.

Steaua crestăturilor unui bobinaj cu $t=2$ şi cu K impar ($=3$) este reprezentată în fig. 29, iar schema de bobinaj corespunzătoare, în fig. 31.

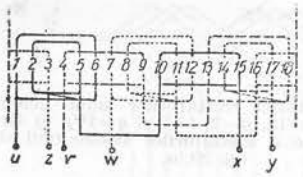


Fig. 31. Schema de bobinaj corespunzătoare fig. 29.

Bobinajele cu q fracţionar cu $t = 1$ şi cu $t=2$ şi cu K impar pot fi considerate bobinaje de bază. Toate celelalte bobinaje simetrice cu q fracţionar se compun din repetarea de t' ori a numărului de crestături şi perechi de poli a acestor bobinaje de bază. Dacă se pune q sub forma:

$$q = g + \frac{z}{n}, \tag{7.3}$$

unde g este un număr întreg, iar z şi n sunt prime între ele, t' va fi:

$$t' = \frac{p}{n}. \tag{7.4}$$

Sunt posibile t' sau $2t'$ ramuri de bobinaje identice, după cum numărul de bobine pe fază K al bobinajului de bază este impar sau par. Factorii de bobinaj sunt aceeaşi ca la bobinajul de bază.

O parte din schema de bobinaj pentru $Q=120$, $p=8$ şi $q=2{,}5$ este reprezentată în fig. 32; t' este egal cu $\frac{8}{2} = 4$, astfel încât bobinajul se compune din patru părţi care se repetă.

Bobinajele cu $p=3$ nu se pot bobina simetric cu număr fracţionar de crestături pe pol şi fază, decât dacă o parte din crestături rămân nebobinate.

Cazul cu trei crestături nebobinate. Condiţia de simetrie pentru bobinajul trifazat este:

$$\frac{2K+1}{t} = \text{număr întreg}; \tag{7.5}$$

K reprezintă, şi aici, numărul de bobine pe fază. Rezultă $Q = 6K + 3$. Dacă $t = 1$, maşinile care au numărul p de perechi de poli divizibil cu 3 se exclud ($p = 3, 6, 9, \ldots$).

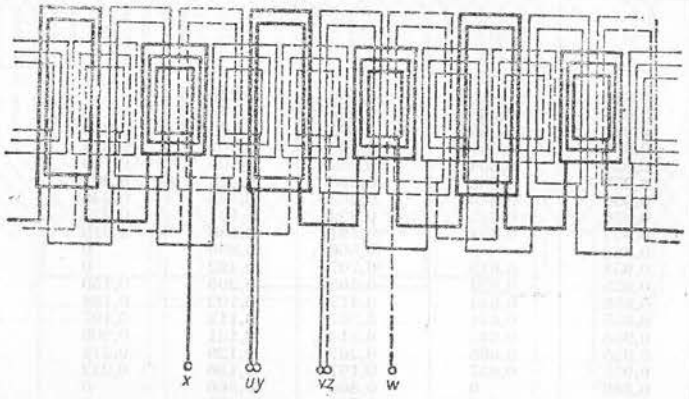


Fig. 32. O parte din schema unui bobinaj trifazat cu $Q = 120$, $p = 8$, $t' = \frac{8}{2} = 4$.

Toate bobinele unei faze trebue legate în serie. Factorii de bobinaj sunt indicaţi în tabela 3.

Tabela 3. Factorii de bobinaj pentru bobinaje trifazate cu număr fracţionar de crestături pe pol şi fază, cu trei crestături nebobinate şi cu $t = 1$

Q	ν 1	3	5	7	9	11
9	0,985	0,866	0,643	0,342	0	0,342
15	0,973	0,769	0,433	0,078	0,182	0,272
21	0,968	0,730	0,357	0	0,209	0,222
27	0,965	0,709	0,317	0,037	0,216	0,192
39	0,962	0,688	0,277	0,072	0,220	0,160
63	0,959	0,667	0,243	0,098	0,219	0,133
123	0,957	0,652	0,217	0,119	0,216	0,111
∞	0,955	0,637	0,191	0,136	0,212	0,088

Dată $t > 1$, maşinile cu p egal cu o putere a lui 2 ($p = 2, 4, 8, 16, \ldots$) se exclud. In acest caz, t poate fi numai impar. Factorii de bobinaj sunt redaţi în tabela 4.

Fig. 33 şi 34 reprezintă un bobinaj cu q fracţionar cu trei crestături nebobinate, cu $t = 1$; $Q = 21$; $p = 4$; $K = 3$; $q = \frac{3}{4}$. Bobinajul este simetric.

Inceputurile fazelor sunt aşezate în crestăturile 17, 3, 10. Cele trei faze se compun din mănunchiurile corespunzătoare în felul următor:

Faza $u\,x$ $\begin{cases} 7\ 12\ 17 \\ 4\ \ 9\ 20 \end{cases}$ Faza $v\,y$ $\begin{cases} 3\ 19\ 14 \\ 6\ 16\ 11 \end{cases}$ Faza $w\,z$ $\begin{cases} 10\ 5\ 12 \\ 13\ \ \ \ 1 \end{cases}$

Tabela 4. Factorul de bobinaj la bobinaje trifazate cu număr fracţionar de crestături pe pol şi fază cu trei crestături nebobinate, cu $t = 3, 5, 7, 9$

Q	ν					
	1	3	5	7	9	11
9	0,866	0	0,866	0,866	0	0,866
27	0,955	0,636	0,699	0,473	0	0,473
45	0,943	0,669	0,495	0,190	0,279	0,357
63	0,958	0,657	0,408	0,087	0,275	0,286
81	0,957	0,654	0,359	0,100	0,120	0,244
117	0,957	0,652	0,308	0,113	0,207	0,197
189	0,956	0,646	0,263	0,123	0,240	0,156
369	0,956	0,642	0,228	0,131	0,227	0,123
∞	0,955	0,637	0,191	0,136	0,212	0,088
15	0,866	0	0,866	0,866	0	0,866
45	0,951	0,619	0,707	0,492	0	0,492
75	0,955	0,624	0,505	0,209	0,150	0,379
105	0,956	0,644	0,417	0,102	0,184	0,297
135	0,955	0,644	0,367	0,112	0,197	0,253
195	0,956	0,645	0,314	0,121	0,206	0,204
315	0,955	0,665	0,267	0,128	0,211	0,161
∞	0,955	0,637	0,191	0,136	0,212	0,088
21	0,866	0	0,866	0,866	0	0,866
63	0,949	0,606	0,710	0,499	0	0,499
105	0,954	0,634	0,506	0,217	0,150	0,377
147	0,955	0,638	0,420	0,108	0,183	0,302
189	0,955	0,640	0,370	0,117	0,195	0,257
273	0,955	0,642	0,316	0,124	0,205	0,207
441	0,955	0,640	0,268	0,130	0,210	0,163
∞	0,955	0,637	0,191	0,136	0,212	0,088
27	0,866	0	0,866	0,866	0	0,866
81	0,948	0,599	0,711	0,503	0	0,503
135	0,953	0,629	0,512	0,221	0,148	0,380
189	0,955	0,636	0,422	0,112	0,182	0,305
243	0,955	0,638	0,372	0,120	0,195	0,259
351	0,955	0,640	0,318	0,126	0,205	0,209
∞	0,955	0,637	0,191	0,136	0,212	0,088

8. **Bobinaje în două straturi.** Fig. 35 reprezintă un bobinaj în două straturi, pentru $Q = 36$, $p = 2$ şi $q = 3$. Toate bobinele sunt egale, iar numărul de

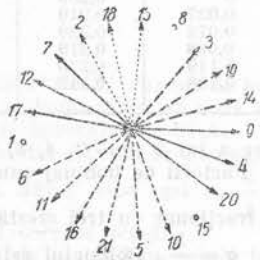


Fig. 33. Steaua crestăturilor unui bobinaj trifazat cu q fracţionar, cu $Q=21$, $p=4$, $t=1$.

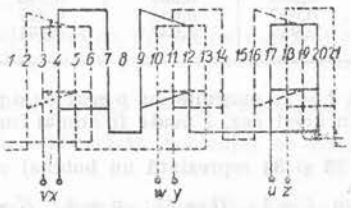


Fig. 34. Schema bobinajului din fig. 33.

bobine elementare este de două ori mai mare decât în cazul unui bobinaj într'un strat.

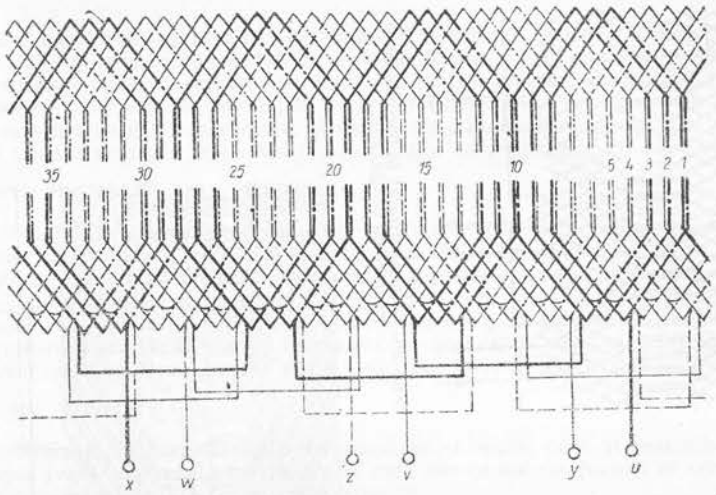


Fig. 35. Bobinaj în două straturi cu pas scurtat, cu $Q=36$, pas $1 - 8$, $p=4$

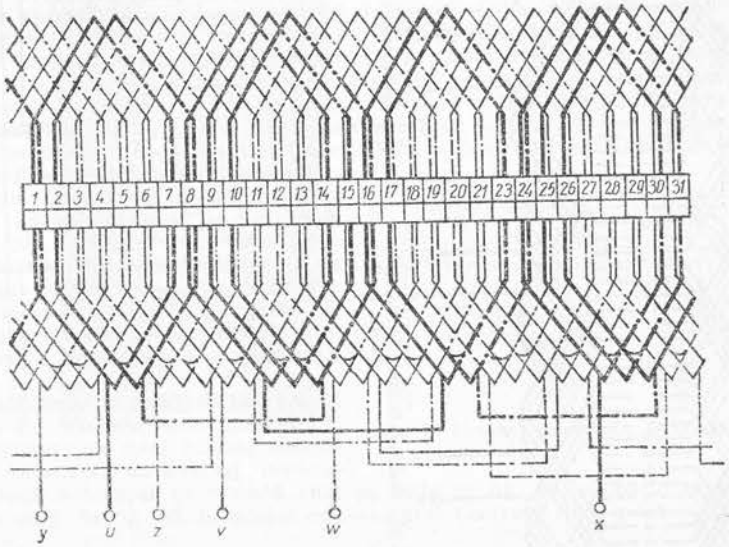


Fig. 36. Bobinaj în două straturi cu pas scurtat şi q fracţionar. Scurtarea 6/7,5.

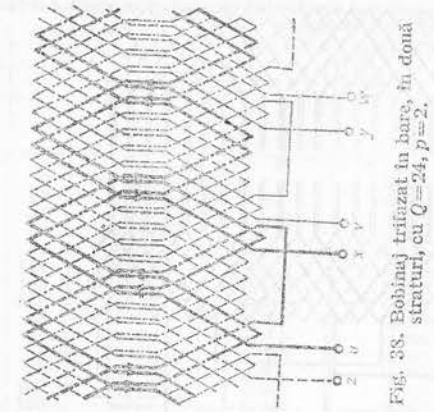


Fig. 38. Bobinaj trifazat în bare, în două straturi, cu $Q=24$, $p=2$.

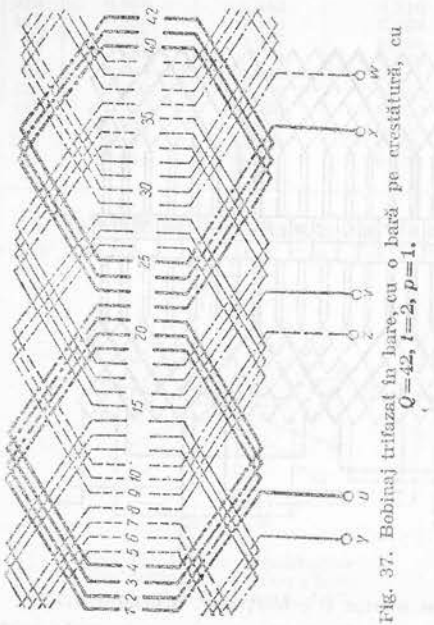


Fig. 37. Bobinaj trifazat în bare, cu o bară pe crestătură, cu $Q=42$, $t=2$, $p=1$.

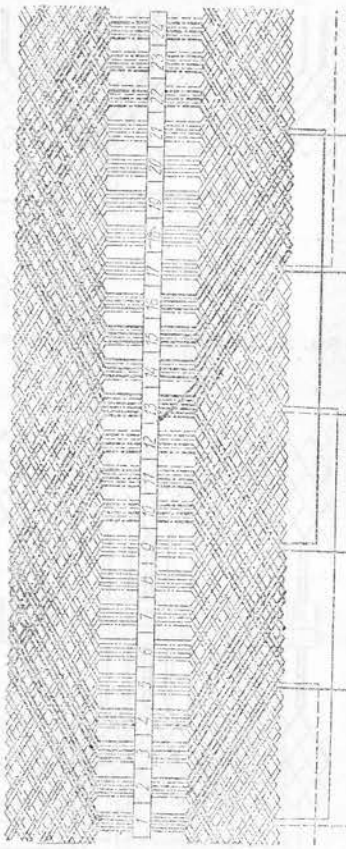


Fig. 39. Bobinaj trifazat pentru rotor în bare cu şase bare pe crestătură şi cu doi poli pentru o tensiune mai înaltă în rotor.

Acest fel de bobinaje prezintă avantajul că permite cu uşurinţă folosirea pasului scurtat, în timp ce la bobinajele într'un strat se foloseşte mai mult pasul diametral.

Scurtarea poate fi oricare. In acest fel, se micşorează foarte mult valoarea armonicelor superioare la bobinajele maşinilor sincrone şi asincrone, cum şi pierderile în scurtcircuit. Deasemenea, şi cantitatea de cupru necesară unui bobinaj cu pas scurtat este mai mică decât la bobinajul corespunzător cu pas diametral. Scurtarea din fig. 35 are valoarea $\frac{7}{9}$.

Bobinajele în două straturi, ca şi cele într'un strat, se pot executa, deasemenea, cu număr fracţionar de crestături pe pol şi fază. Examinarea acestui fel de bobinaj se poate limita numai la cercetarea stratului superior sau inferior. Pentru aceasta, sunt valabile şi aici cele spuse la bobinajele într'un strat cu q fracţionar. Dacă bobinajul este cu pasul scurtat, factorul de bobinaj se determină ţinând seamă şi de influenţa scurtării. Fig. 36 reprezintă un bobinaj în două straturi cu număr fracţionar de crestături pe pol şi fază pentru $Q = 30$, $p = 2$ şi $q = 2,5$. Scurtarea are valoarea $\frac{6}{7,5}$.

9. **Bobinaje în bare.** Maşinile cu pasul polar mare, cum şi maşinile pentru tensiunea joasă, se execută foarte des cu unul sau cu doi conductori pe crestătură. Aceşti conductori capătă forma unor bare.

Bobinajele cu bare într'un strat se pot executa foarte bine aşa cum se arată în fig. 21, legăturile dintre bobine făcându-se cu nişte bare în formă de coarde. Un bobinaj tot cu astfel de legături este reprezentat în fig. 37 pentru $Q=42$, $p=1$ şi $q=7$. Bobinajele cu bare în două straturi (barele stau în crestătură una peste alta) se execută ca un bobinaj ondulat de curent continuu tăiat (deschis). Bobinajul poate fi executat şi cu pas scurtat. Fig. 38 reprezintă un bobinaj în bare în două straturi, cu pas diametral pentru $Q=24$; $p=2$ şi $q=2$. Rotorul motoarelor asincrone, cu excepţia unităţilor de mică putere, se execută deobicei cu un astfel de bobinaj. La maşini cu $p=1$ şi în cazurile când trebue să se obţină dela rotor o tensiune mai înaltă, rotorul acesta se execută cu patru şi cu şase bare pe crestătură, aranjate în două straturi. Un astfel de bobinaj este reprezentat în fig. 39.

10. **Bobinaje bifazate şi monofazate.** Bobinajul bifazat se execută în mod analog cu cel trifazat în trei etaje (v. fig. 24). Capetelor de bobină li se dă, prin urmare, aceeaşi formă ca la bobinajul trifazat în două etaje (v. fig. 23). Intocmai ca la bobinajele trifazate, bobinajele bifazate se pot executa deasemenea cu bobine egale, respectiv cu bare.

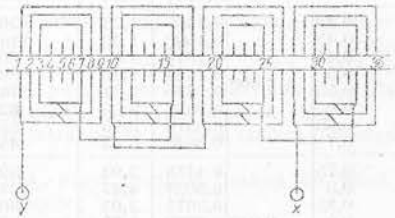


Fig. 40. Bobinaj monofazat, cu $Q=36$, $p=4$.

Bobinajele monofazate se execută cu 1/3 din crestături nebobinate. Două faze (ramuri) ale unui bobinaj trifazat pot fi folosite ca un bobinaj monofazat. Dacă bobinajul se execută cum se vede în fig. 40, se obţin capete de bobină mici. In fig. 40, bobinajul este executat pentru $Q=36$; $p=4$.

B. Tehnica executării bobinajelor maşinilor electrice şi transformatorilor

a) Materialele folosite la bobinaje

11. **Conductori.** Conductorii se execută astăzi aproape excluziv din cupru electrolitic, conform STAS 642-49. Rezistivitatea conductorilor din cupru elec-

trolitic la 20°C este de $0{,}01748 = \frac{1}{57} \frac{\Omega \cdot mm^2}{m}$. In calculele de maşini electrice interesează foarte mult rezistivitatea cuprului la 75°C, care se ia $0{,}0216 = \frac{1}{46{,}3} \frac{\Omega \cdot mm^2}{m}$.

Afară de cupru, ca material pentru conductori se mai foloseşte şi aluminiul, şi anume aluminiul pur *). Rezistivitatea acestuia este $\frac{1}{28} = 0{,}0357 \frac{\Omega \ mm^2}{m}$ la

Tabela 5. Conductori rotunzi de cupru pentru bobinaje (după STAS 685-49)

Diametru, mm	Abateri admise, mm	Secţiune, mm²	Greutate, kg/km	Rezistenţa electrică nominală la 20°C, Ω/km	Diametru, mm	Abateri admise, mm	Secţiune, mm²	Greutate, kg/km	Rezistenţă electrică nominală la 20°C, Ω/km
0,07	± 0,004	0,00385	0,034	4555,8	1,30	± 0,016	1,327	11,81	13,22
0,08		0,00503	0,045	3489,4	1,35		1,431	12,74	12,26
0,09		0,00636	0,057	2757,1	1,40		1,539	13,70	11,39
0,1		0,00785	0,070	2233,3	1,45	± 0,02	1,651	14,70	10,62
0,11	± 0,005	0,00950	0,085	1845,7	1,5		1,767	15,73	9,926
0,12		0,01131	0,101	1550,8	1,55		1,887	16,79	9,295
0,13		0,01327	0,118	1321,8	1,6		2,011	17,90	8,722
0,14		0,01539	0,137	1139,7	1,65		2,137	19,03	8,204
0,15		0,01767	0,157	992,64	1,7		2,270	20,2	7,727
0,16		0,02011	0,179	872,20	1,75	± 0,025	2,405	21,4	7,293
0,18		0,02545	0,226	689,19	1,8		2,545	22,6	6,892
0,2		0,03142	0,280	558,24	1,9		2,835	25,2	6,187
0,22		0,03801	0,338	461,42	2		3,142	28,0	5,582
0,25		0,04909	0,437	357,30	2,1		3,464	30,8	5,064
0,28	± 0,007	0,06158	0,548	284,83	2,2		3,801	33,8	4,614
0,3		0,07069	0,629	248,13	2,3	± 0,03	4,155	37,0	4,221
0,32		0,08042	0,716	218,10	2,4		4,524	40,3	3,877
0,35		0,09621	0,856	182,31	2,5		4,909	43,7	3,573
0,38		0,1134	1,01	154,67	2,6		5,309	47,2	3,304
0,4		0,1257	1,12	139,58	2,7		5,726	51,0	3,063
0,42	± 0,009	0,1385	1,23	126,64	2,8		6,158	54,8	2,848
0,45		0,1590	1 42	110,29	2,9		6,605	58,8	2,656
0,48		0,1810	1,61	96,93	3		7,069	62,9	2,481
0,5		0,1964	1,75	89.33	3,1	± 0,04	7,548	67,2	2,324
0,55		0,2376	2,11	73,83	3,2		8,042	71,6	2 181
0,6		0,2827	2,52	62,04	3,3		8,553	76,1	2,051
0,65		0,3318	2,95	52,86	3,4		9,079	80,7	1,932
0,7		0,3849	3,43	45,68	3,5		9,621	85,6	1,823
0,75	± 0,012	0,4418	3,93	39,70	3,6		10,179	90,6	1,723
0,8		0,5027	4,47	34,89	3,8		11,341	100,9	1,547
0,85		0,5675	5,05	30,91	4		12,566	111,8	1,396
0,9		0,6362	5,67	27,57	4,2	± 0,05	13,854	123,3	1,266
0,95		0,7088	6,29	24,75	4,5		15,904	141,6	1,103
1		0,7854	7,00	22,33	4,8		18,096	161,1	0,9693
1,05	± 0,016	0,8659	7,71	20,26	5		19.635	174,8	0,8993
1,1		0,9503	8,46	18,46	5,2	± 0,06	21,237	189	0,8259
1,15		1,0357	9,24	16,87	5,5		23,758	211	0,7383
1,20		1,131	10,05	15,51	5,8		26,421	235	0,6639
1,25		1,227	10,92	14,29	6		28,274	252	0,6204

*) In lucrarea « *Metalele şi aliajele lor în electrotehnică* » de Zaimovschi şi Usor se găsesc studii complecte asupra aluminiului folosit pentru conductorii electrici.

75°C, iar greutatea specifică, 2,7. Colivia de veveriţă a motoarelor asincrone mici şi chiar mijlocii se toarnă, de cele mai multe ori, din aluminiu. Rezistivitatea acestuia poate fi luată $= 0{,}038 \frac{\Omega \cdot mm^2}{m}$ la 75°C şi variază după aliajul folosit.

La motoarele asincrone mai mari, cu rotorul în dublă colivie, se obişnueşte ca pentru colivia superioară, de pornire, să se folosească uneori alamă cu 58 % cupru, 40 % zinc şi 2 % plumb. Rezistivitatea $\frac{1}{15{,}38} = 0{,}065 \frac{\Omega \cdot mm^2}{m}$ la 75°C.

Cel mai bun material pentru bobinajul maşinilor electrice este argintul $\left(\rho = 0{,}019 \frac{\Omega \cdot mm^2}{m} \text{ la } 75°C.\right)$ Nu poate fi folosit din cauza preţului ridicat.

Materialul de bază pentru conductori rămâne însă tot cuprul. Fabricarea acestuia se face cu dimensiuni rotunde, pătrate sau dreptunghiulare. Până acum s'au standardizat conductorii rotunzi de cupru prin STAS 685-49. Tabela 5 cuprinde date asupra conductorilor rotunzi după STAS 685-49.

Observaţii: Ovalizarea admisibilă este cuprinsă între limitele abaterilor pentru diametru. Greutatea teoretică este calculată cu greutatea specifică 8,9 kg/dm³.

Dimensiunile cuprului dreptunghiular sau pătrat sunt indicate în tabela 6, 7, 8, 9 şi 10, după GOST 434-41.

Conductorii trebue să aibă muchiile rotunjite, pentru ca să nu taie izolaţia. Conductorii rotunzi din tabela 4, cum şi cei dreptunghiulari din tabela 6 sunt, în mod curent, folosiţi pentru fabricarea conductorilor izolaţi; cei din tabela 7, pentru bare, cei din tabela 8, pentru benzi, cei din tabela 9, pentru bare livrate în stare tare, iar cei din tabela 10, pentru benzi şi bare în scopuri speciale.

12. Materiale izolante. Sunt folosite atât produse naturale cât şi fabricate. In compunerea lor intră atât materiale organice, cât şi anorganice, sau chiar o combinaţie a acestora.

O categorie specială, de o importanţă deosebită, o formează lacurile izolante. In secţiunea « *Materiale electrotehnice* » se vor găsi expuse amănunţit caracteristicele, proprietăţile şi tehnologia materialelor izolante folosite în electrotehnică.

Cele mai importante materiale necesare fabricării izolanţilor bobinelor sunt următoarele: pentru temperaturi înalte — mica, asbestul, produse ceramice, unele pietre naturale ca marmora; pentru temperaturi normale, conform STAS 1893-50 produse textile, în special bumbacul, mătasea, pânza, hârtia, cauciucul, răşinile naturale, ca şellacul, răşini artificiale, ca bachelita, uleiurile vegetale, etc.

Din aceste materii prime se fabrică o serie întreagă de produse izolante, dintre care, cele mai des folosite şi cunoscute sunt:

— produsele de mică: micanită, micartită, mică flexibilă, bandă de mică, micanită pentru format, micanită pentru colector;
— hârtia, pânza sau mătasea lăcuită sau uleiată;
— hârtia bachelizată, ghetinaxul (cunoscut adeseori sub numele de pertinax);
— preşpanul;
— lacurile izolante.

Dintre proprietăţile izolanţilor, expuse detaliat în secţiunea « *Materiale electrotehnice* », cele mai importante sunt: rigiditatea dielectrică, rezistenţa ohmică de izolaţie şi comportarea la temperatură.

Rigiditatea dielectrică (V/cm) este dependentă de temperatură, de timpul cât se aplică tensiunea, de grosimea materialului, de numărul straturilor care urmează a fi străpunse, de forma curbei de tensiune care se aplică, de umiditatea izolantului, de forma electrozilor, de starea izolantului (de exemplu, preşpanul

Tabela 6. Conductori de cupru cu secţiune dreptunghiulară

a mm \ b mm	Secţi											
	0,90	1,00	1,08	1,16	1,25	1,35	1,45	1,56	1,68	1,81	1,95	2
2,10	1,82	1,89	2,06	2,23	2,42	2,63	2,84	3,07	3,32	3,59	—	3,9
2,26	1,96	2,05	2,23	2,41	2,62	2,84	3,07	3,32	3,59	3,83	—	—
2,44	2,13	2,23	2,43	2,62	2,84	3,08	3,33	3,60	3,89	4,21	4,55	4,64
2,63	2,30	2,42	2,63	2,84	3,08	3,34	3,60	3,80	4,21	4,55	4,92	5,04
2,83	2,48	2,62	2,85	3,07	3,33	3,61	3,89	4,20	4,54	4,91	5,31	5,46
3,05	—	2,84	3,08	3,33	3,60	3,91	4,21	4,55	4,91	5,31	5,74	5,93
3,28	—	3,07	3,33	3,60	3,89	4,22	4,55	4,91	5,30	5,73	6,19	6,41
3,53	—	3,32	3,60	3,89	4,20	4,56	4,91	5,30	5,72	6,18	6,67	6,93
3,8	—	3,59	3,89	4,20	4,54	4,92	5,30	5,72	6,17	6,67	7,20	7,50
4,1	—	3,89	4,22	4,55	4,92	5,33	5,74	6,19	6,68	7,21	7,79	8,13
4,4	—	4,19	4,54	4,89	5,29	5,73	6,17	6,65	7,18	7,75	8,37	8,76
4,7	—	4,49	4,87	5,24	5,67	6,14	6,61	7,12	7,79	8,30	8,96	9,39
5,1	—	4,89	5,30	5,71	6,17	6,68	7,19	7,75	8,36	9,02	9,74	10,2
5,5	—	5,29	5,73	6,17	6,67	7,22	7,77	8,37	9,03	9,75	10,5	11,1
5,9	—	5,69	6,16	6,63	7,17	7,76	8,35	8,99	9,70	10,5	11,3	11,9
6,4	—	6,19	6,70	7,21	7,79	8,43	9,07	9,77	10,6	11,4	12,3	12,9
6,9	—	6,69	7,24	7,79	8,42	9,11	9,79	10,6	11,4	12,3	13,3	14,0
7,4	—	7,19	7,78	8,37	9,04	9,78	10,5	11,3	12,6	13,3	14,2	15,0
8,0	—	7,79	8,43	9,07	9,79	10,6	11,4	12,3	13,2	14,4	15,4	16,3
8,6	—	8,39	9,08	9,77	10,6	11,4	12,3	13,2	14,2	15,5	16,6	17,6
9,3	—	—	—	—	—	12,4	13,3	14,3	15,4	16,6	17,9	19,0
10,0	—	—	—	—	—	—	—	15,4	16,6	17,9	19,3	20,5
10,8	—	—	—	—	—	—	—	—	—	19,3	20,9	22,2
11,6	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	23,9
12,5	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	25,8
13,5	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
14,5	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—

Observaţie. Secţiunile sunt date ţinând seama de rotunjirea colţurilor.

îndoit sub formă de teacă are o rigiditate dielectrică cu 30 % mai mică decât aceea a foii originale), etc. STAS 1893-50 prevede condiţiile în care se fac încercările de rigiditate ale maşinilor electrice.

Rezistenţa ohmică, de izolaţie, la bobinajele maşinilor electrice trebue să satisfacă relaţia (STAS 1893-50):

$$Ri \geq \frac{U}{1\,000 + \frac{P}{100}},$$

în care R_i este rezistenţa de izolaţie, în M Ω;

U — tensiunea nominală a bobinajului maşinii, în V;

P — puterea maşinii, în kVA.

Este de observat că această formulă pune în evidenţă dependenţa lui R_i de puterea P a maşinii. In general, R_i nu trebue să fie mai mic decât 1 M Ω.

Izolanţii îşi pot îndeplini funcţiunile numai până la anumite limite de încălzire. La temperaturi prea înalte (peste 105°C), majoritatea materialelor izolante, în special cele de origine organică, îmbătrânesc foarte repede şi duc la distrugerea maşinii.

STAS 1893-50, pe baza experienţei sovietice, împarte materialele izolante în următoarele clase:

clasa de izolaţie « A »;
clasa de izolaţie « B »;

pentru scopuri electrotehnice (după GOST 434-41)

u n i, mm²												
2,26	2,44	2,63	2,83	3,05	3,28	3,53	3,8	4,1	4,4	4,7	5,1	5,5
—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
4,63	—	5,46	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
—	5,37	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
—	5,94	6,44	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
5,92	6,43	—	7,53	—	—	—	—	—	—	—	—	—
6,41	6,96	7,54	8,15	8,72	—	—	—	—	—	—	—	—
6,93	7,52	8,15	8,80	—	10,3	—	—	—	—	—	—	—
7,50	8,13	8,80	9,51	10,3	11,1	12,0	—	—	—	—	—	—
8,11	8,79	9,51	10,3	11,1	12,0	—	13,9	—	—	—	—	—
8,79	9,52	10,3	11,0	12,0	13,0	14,0	15,1	15,9	—	—	—	—
9,46	10,2	11,1	11,2	12,9	13,9	15,0	16,2	17,1	18,5	—	—	—
10,10	11,0	11,9	12,8	13,8	14,9	16,1	17,4	18,4	—	—	—	—
11,1	11,9	12,9	13,9	15,1	16,2	17,5	18,9	20,0	21,5	—	25,1	—
11,9	12,9	14,6	15,1	16,8	17,5	18,9	20,4	21,7	23,3	25,0	27,2	—
12,8	13,9	15,0	16,2	17,5	18,9	20,3	21,9	23,3	25,1	26,8	29,2	—
14,0	15,1	16,3	17,6	19,0	20,5	22,1	23,8	25,3	27,3	29,2	31,7	34,3
15,1	16,3	17,7	19,0	20,6	22,1	23,9	25,7	27,4	29,5	31,5	34,3	37,1
16,2	17,6	19,0	20,4	22,1	23,6	25,6	27,6	29,4	31,7	33,9	36,8	39,8
17,6	19,0	20,5	22,1	23,9	25,7	27,7	29,9	31,9	34,3	36,7	39,9	41,1
18,9	20,5	22,1	23,8	25,7	27,7	29,9	32,2	34,4	36,9	39,5	43,0	46,4
20,5	22,2	24,0	25,8	27,9	30,0	32,3	34,8	37,2	40,0	42,8	46,5	50,3
22,1	23,9	25,8	27,8	30,0	32,3	34,8	37,5	40,1	43,1	46,1	50,1	54,1
23,9	25,9	27,9	30,1	32,4	34,9	37,6	40,5	43,4	46,6	49,9	54,2	58,5
25,7	27,8	30,0	32,3	34,9	37,5	40,5	43,6	46,7	50,1	53,6	58,3	62,9
27,8	30,0	32,4	34,9	37,6	40,5	43,6	47,0	50,4	54,1	57,9	62,9	67,9
—	32,4	35,0	37,7	40,7	43,8	47,2	50,8	54,5	58,5	62,6	68,0	73,4
—	34,9	37,6	40,5	43,7	47,1	50,6	54,6	58,6	62,9	67,3	74,1	78,9

clasa de izolaţie « BC »;
clasa de izolaţie « CB »;
clasa de izolaţie « C ».

Clasa de izolaţie « A » cuprinde: bumbacul, mătasea, hârtia şi alte substanţe organice asemănătoare, impregnate sau cufundate în ulei, cum şi emailul întrebuinţat la izolarea sârmei.

Izolaţia de bumbac, de hârtie şi de mătase se consideră impregnată, dacă substanţa cu care se impregnează elimină aerul dintre fibre, chiar dacă această substanţă nu umple în întregime spaţiile dintre conductorii izolaţi.

Substanţa folosită la impregnare trebue să aibă bune proprietăţi izolante, să acopere în întregime fibrele şi să contribue la prinderea strânsă a fibrelor între ele, cum şi a fibrelor cu conductorul; ea nu trebue să devină fluidă la temperaturile limite admise şi nu trebue să-şi piardă proprietăţile, la o încălzire îndelungată.

Clasa de izolaţie « B » cuprinde produse de mică şi de asbest asociat prin lianţi

Dacă împreună cu materialele izolante din clasa « B » se folosesc, în scopul întăririi, materiale izolante din clasa « A », o astfel de izolaţie paotefi repartizat ăîn clasa « B », cu condiţia ca bobinajele executate şi izolat, sub acţiunea temperaturii admise pentru materialele clasei « B », să nu-şi schimbe proprietăţile, iar materialul izolant să nu devină impropriu printr'o utilizare îndelungată.

Clasa de izolaţie «BC» cuprinde produse de mică, de ţesături de sticlă şi de asbest cu lacuri stabile la acţiunea căldurii.

Tabela 7. Conductori de cupru cu secţiune dreptunghiulară pentru scopuri electrotehnice

(după GOST 434-41)

a mm / b mm	Secţiuni, mm²																		
	1,00	1,08	1,16	1,25	1,35	1,45	1,56	1,68	1,81	1,95	2,1	2,26	2,44	2,63	2,83	3,05	3,28	3,53	3,8
5,9	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
6,4	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
6,9	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
7,4	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
8,0	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
8,6	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
9,3	9,1	9,8	10,6	11,4	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
10,0	9,8	10,6	11,4	12,3	13,3	14,3	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
10,8	10,6	11,5	12,3	13,3	14,4	15,5	16,6	17,9	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
11,6	11,4	12,3	13,3	14,3	15,5	16,6	17,9	19,3	20,8	22,4	—	—	—	—	—	—	—	—	—
12,5	12,3	13,3	14,3	15,4	16,7	17,9	19,4	20,8	22,4	24,2	—	—	—	—	—	—	—	—	—
13,5	13,3	14,4	15,5	16,7	18,0	19,4	20,8	22,5	24,2	26,1	27,9	30,0	—	—	—	—	—	—	—
14,5	14,3	15,5	16,6	17,9	19,4	20,8	22,4	24,2	26,1	28,0	30,0	32,3	—	—	—	—	—	—	—
15,6	15,4	16,6	17,9	19,3	20,9	22,4	24,1	26,0	28,0	30,0	32,3	34,8	37,6	40,5	43,7	47,1	50,7	54,6	58.8
16,8	16,6	17,9	19,3	20,8	22,5	24,2	26,0	28,0	30,2	32,6	34,8	37,5	40,5	43,7	47,0	50,7	54,6	58,8	63,3
18,0	17,8	19,2	20,7	22,3	24,1	25,9	27,9	30,0	32,4	34,9	37,3	40,2	43,4	46,8	50,4	54,4	58,5	63,0	67,9
19,5	19,3	20,9	22,4	24,2	26,1	28,1	30.2	32,6	35,1	37,8	40,5	43,6	47,1	50,8	54,7	59,0	63,5	68,3	73,6
22,0	21,8	23,6	25,5	27,3	29,5	31,7	34,1	36,8	39,6	42,7	45,7	49,2	53,2	57,4	61,8	66,6	71,7	77,2	83,1
25,0	24,8	26,8	28,8	31,1	33,6	36,1	38,8	41,8	45,1	48,6	52,0	56,0	60,5	65,3	70,3	75,8	81,5	88.3	94,5
26,3	26,1	28,2	30,3	32,7	35,3	37,9	40,8	44,0	47,1	51,1	54,7	58,9	63,7	68,7	73,9	79,7	85,8	92,3	99,4
28	27,8	30,2	32,3	34,8	37,6	40,4	43,5	46,8	50,5	54,4	58,3	62,8	67,8	73,1	78,7	84,9	91,3	98,3	105,9
30	29,8	32,2	34,6	37,3	40,3	43,3	46,6	50,2	54,1	58,3	62,5	67,3	72,7	78,4	84,4	91,9	97,9	105,4	113,5
32	31,8	34,4	36,9	39,8	43,0	46,2	49,7	53,6	57,7	62,2	66,7	71,8	77,6	83,7	90,1	97,1	104,5	112,5	121,1
35	34,8	37,6	40,4	43,6	47,1	50,6	54,4	58,6	63,2	68,1	73,0	78,6	84,9	91,6	98,6	104,5	114,3	123,1	132,5
40	39,8	43,0	46,2	49,8	53,8	57,8	62,2	67,0	72,2	77,8	83,5	89,9	97,1	104,7	112,7	119,5	130,7	140,7	151,5
45	44,8	—	—	56,1	60,6	65,1	70,0	75,4	81,3	87,6	94,0	101,2	109,3	117,9	126,9	134,5	147,1	158,4	170,5
50	49,8	53,8	57,8	62,3	67,3	72,3	77,8	83,8	90,3	97,3	104,5	112,5	121,5	131,0	141,0	149,5	163,5	176,0	189,5
55	54,8	—	—	—	—	—	85,6	92,2	99,4	107,1	115,0	123,8	133,7	144,2	155,2	164,5	179,9	193,7	208,5
60	59,8	64,6	69,4	74,8	80,8	86,8	93,4	100,8	108,4	116,8	125,5	135,1	145,9	157,3	169,3	175,5	196,3	211,3	227,5
65	64,8	—	—	—	—	—	101,2	—	—	126,6	—	—	158,1	170,5	183,5	194,5	212,7	229,0	246,5
70	69,8	—	—	—	—	—	109,0	—	—	136,3	—	—	170,3	—	—	209,5	229,1	246,6	265,5
75	74,8	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
80	79,8	—	—	—	—	—	124,6	—	—	156,8	—	—	194,7	—	—	239,5	—	—	—
90	—	—	—	—	—	—	140,2	—	—	175,3	—	—	219,1	—	—	269,5	—	—	—
100	99,8	—	—	—	—	—	155,8	—	—	194,8	—	—	243,5	—	—	299,5	—	—	—
120	119,8	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—

Tabela 8. Conductori de cupru cu secţiune dreptunghiulară pentru scopuri electrotehnice

(după GOST 434-41)

a mm / b mm	Secţiuni, mm²										
	0,10	0,15	0,20	0,25	0,3	0,4	0,5	0,6	0,7	0,8	0,9
5,1	—	—	—	—	—	—	2,55	3,06	3,57	4,08	4,59
5,5	—	—	—	—	—	—	2,75	3,30	3,85	4,40	4,95
5,9	—	—	—	—	—	—	2,95	3,54	4,13	4,72	5,31
6,4	—	—	—	—	—	—	3,20	3,84	4,48	5,12	5,76
6,9	—	—	—	—	—	—	3,45	4,14	4,83	5,52	6,21
7,4	—	—	—	—	—	—	3,7	4,44	5,18	5,92	6,66
8,0	0,8	1,2	1,6	2,0	2,4	3,2	4,0	4,8	5,6	6,4	7,2
8,6	—	—	—	—	—	—	4,30	5,16	6,02	6,88	7,74
9,3	—	—	—	—	—	—	4,65	5,58	6,51	7,44	8,37
10,0	1,0	1,5	2,0	2,5	3,0	4,0	5,0	6,0	7,0	8,0	9,0
10,8	—	—	—	—	—	—	5,4	6,48	7,56	8,64	9,72
11,6	—	—	—	—	—	—	5,8	6,96	8,12	9,28	10,4
12,5	1,25	1,88	2,5	3,13	3,75	5,0	6,25	7,5	8,75	10,0	11,3
13,5	—	—	—	—	—	—	6,75	8,1	9,45	10,8	12,2
14,0	1,4	2,1	2,8	3,5	4,2	5,6	7,0	8,4	9,8	11,2	12,6
16,0	1,6	2,4	3,2	4,0	4,8	6,4	8,0	9,6	11,2	12,8	14,4
16,8	—	—	—	—	—	—	8,4	10,1	11,8	13,4	15,1
18,0	1,8	2,7	3,6	4,5	5,4	7,2	9,0	10,8	12,6	14,4	16,2
20,0	2,0	3,0	4,0	5,0	6,0	8,0	10,0	12,0	14,0	16,0	18,0
22,0	2,2	3,3	4,4	5,5	6,6	8,8	11,0	13,2	15,4	17,6	19,8
25,0	2,5	3,75	5,0	6,25	7,5	10,0	12,5	15,0	17,5	20,0	22,5
26,3	—	—	—	—	—	—	13,2	15,8	18,4	21,0	23,7
28	2,8	4,2	5,6	7,0	8,4	11,2	14,0	16,2	19,6	22,4	25,2
30	3,0	4,5	6,0	7,5	9,0	12,0	15,0	18,0	21,0	24,0	27,0
32	3,2	4,8	6,4	8,0	9,6	12,8	16,0	19,2	22,4	25,6	28,8
35	3,5	5,25	—	—	10,5	—	17,5	—	24,5	28,0	—
40	4,0	6,0	8,0	10,0	12,0	16,0	20,0	24,0	28,0	32,0	36,0
45	—	6,75	—	—	13,5	—	22,5	—	31,5	36,0	—
50	5,0	7,5	10,0	12,5	15,0	20,0	25,0	30,0	35,0	40,0	45,0
55	—	—	—	—	16,5	—	27,5	—	38,5	44,0	—
60	6,0	9,0	12,0	15,0	18,0	24,0	30,0	36,0	42,0	48,0	54,0
65	—	—	—	—	—	—	—	—	45,5	—	—
70	—	—	14,0	—	21,0	28,0	35,0	42,0	—	56,0	63,0
75	—	—	—	—	22,5	30,0	37,5	45,0	52,5	60,0	67,5
80	—	—	16,0	—	24,0	32,0	40,0	48,0	—	64,0	72,0
90	—	—	—	—	—	—	—	—	—	72,0	—
100	—	—	20,0	—	—	—	50,0	—	—	80,0	—
120	—	—	—	—	—	—	60,0	—	—	—	—

Tabela 9. Conductori de cupru cu secţiune dreptunghiulară pentru scopuri electrotehnice (după GOST 434-41)

a mm / *b* mm	Secţiuni mm²							
	1,5	2,0	2,5	3,0	4,0	5,0	6,0	8,0
10,0	15	20	25	30	40	50	—	—
12,5	18,7	25	31,2	37,5	50	62,5	—	—
16	24	32	40	48	64	80	96	128
20	30	40	50	60	80	100	120	160
25	37,5	50	62,5	75	100	125	—	—
30	45	60	75	90	120	150	—	—
40	60	80	100	—	—	—	—	—
50	75	100	125	—	—	—	—	—

Tabela 10. Conductori de cupru cu secţiune dreptunghiulară pentru scopuri electrotehnice (după GOST 434-41)

Dimensiuni nominale $a \times b$, mm	Secţiunea calculată, mm²	Dimensiuni nominale, $a \times b$, mm	Secţiunea calculată, mm²
0,58×57	33,06	2,5× 5,5	13,75
0,86×57	49,02	3,2×21,5	68,8
1,35×18,1	24,44	3,4× 6,8	23,12
2,44×47	114,68	5,0×21,5	107,5
2,5 × 4,2	10,5		

Dacă împreună cu materialele izolante ale clasei «BC» se utilizează, în scopul întăririi, materiale izolante din clasa «A», o astfel de izolaţie poate fi considerată ca făcând parte din clasa «BC», cu condiţia ca, sub acţiunea temperaturii admise pentru clasa «BC», nici proprietăţile electrice, nici cele mecanice ale bobinajului cu o astfel de izolaţie să nu sufere schimbări care să facă materialul izolant impropriu la o întrebuinţare îndelungată.

Clasa de izolaţie «CB» cuprinde produse de mică, ţesătură de sticlă şi asbest cu lacuri stabile la acţiunea căldurii, fără materiale izolante din clasa «A».

Clasa de izolaţie «C» cuprinde mica şi ţesăturile de sticlă fără lianţi, porţelanul, sticla, cuarţul şi alte materiale asemănătoare.

Dacă izolaţia conţine materiale izolante din diferite clase (cu excepţia cazurilor menţionate la clasele «B» şi «BC»), temperatura fiecăruia dintre aceste materiale nu trebue să depăşească temperatura limită permisă pentru fiecare dintre ele.

Limitele de încălzire, adică limitele creşterilor admisibile ale temperaturii părţilor componente ale maşinilor, pentru o temperatură maximă a aerului de răcire de + 35°C, sunt date, după STAS 1893-50, în Cap. XI, tabela 2, pentru materialele izolante din clasa «A» şi din clasa «B». Incercarea de încălzire poate fi făcută la o temperatură a aerului de răcire mai joasă decât temperatura limită admisă.

Temperaturile maxime admise pentru materialele din clasa «A» şi din clasa «B» se obţin adunând 35°C la încălzirile indicate în tabela 2 (Cap. XI).

Pentru materialele izolante din clasa «C» nu se stabilesc limite de încălzire.

b) Izolarea bobinajelor

13. Factorii hotărîtori în alegerea materialului izolant şi a grosimii acestuia. Felul şi grosimea materialului izolant al bobinajului unei maşini electrice se stabilesc ţinându-se seamă de următorii factori:

— temperatura maximă a maşinii;
— tensiunea;
— mediul în care funcţionează maşina;
— lungimea maşinii;
— distanţa dintre poli.

Rol hotărîtor au temperatura de regim a maşinii, după care se alege materialul izolant din clasa corespunzătoare, cum s'a indicat mai înainte, şi tensiunea maşinii, care va arăta cât trebue să fie grosimea acestei izolaţii.

Intre bobinaj şi peretele crestăturii trebue să se ia în consideraţie întreaga tensiune a maşinii; deasemenea, şi între straturile crestăturii, în cazul unui bobinaj în două straturi. Inafara crestăturii, adică la capetele de bobină, izolaţia poate fi mai slabă, deoarece până la corp există un strat mare de aer.

Intre spire se ia în consideraţie tensiunea pe spiră. La maşinile de tensiune înaltă (6 şi 10 kV), spirele de intrare se fac cu izolaţie întărită, pentru a putea rezista mai bine diferitelor supratensiuni. Bobinele de intrare au deaceea o spiră mai puţin, eventual şi conductorii mai subţiri.

La maşinile lungi, sau cu distanţa între poli foarte mare, există un pericol mai mare de deteriorare a materialului izolant decât la maşinile scurte, sau cu pas polar scurt. Izolaţia acestora este mai întărită.

Izolaţia trebue să reziste, bineînţeles, la de câteva ori tensiunea nominală, pentru asigurare contra neomogenităţii materialului, deteriorărilor posibile în

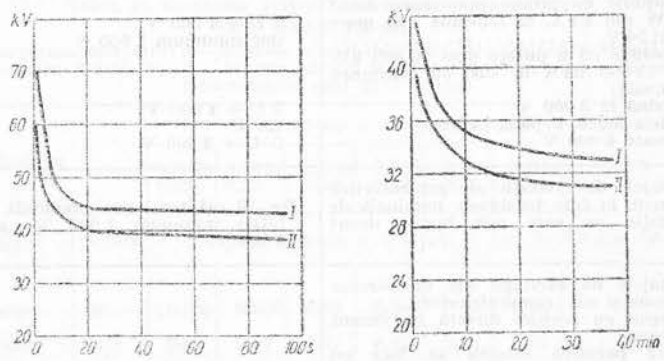


Fig. 41. Tensiunea la străpungere, la bobinele izolate, în funcţie de timpul de aplicare a tensiunii: curba *I* — pentru maşini de 10 000 V; curba *II* — pentru maşini de 6 000 V.

timpul manufacturării bobinajului, umezire posibilă a maşinii, etc. Din aceste motive, la maşinile de tensiuni înalte, coeficientul de siguranţă este de circa 4, iar la maşini de joasă tensiune, de 4 . . . 10.

După ce maşina este construită, siguranţa unei bune izolaţii este dată de rezultatele probelor, care trebue făcute conform STAS 1893-50. Incercările prescrise au drept scop verificarea rigidităţii dielectrice a izolaţiei bobinajelor faţă de masa

maşinii şi a bobinajelor între ele (prescurtat, încercarea izolaţiei la masă) şi încercarea rigidităţii dielectrice a izolaţiei între spire (prescurtat, încercarea izolaţiei între spire).

Incercarea rigidităţii dielectrice a izolaţiei bobinajului faţă de masă şi faţă de restul bobinajelor trebue să se facă la tensiune alternativă, cu frecvenţa de aproximativ 50 Hz şi practic sinusoidală; durata aplicării întregii tensiunii de încercare, un minut. Ridicarea tensiunii până la această valoare se face treptat.

Trebue să se respecte riguros durata aplicării, deoarece tensiunea de străpungere este funcţie de ea, cum se arată fig. 41.

Valorile eficace ale tensiunilor de încercare sunt date în tabela 11, în care U reprezintă tensiunea nominală.

Tabela 11. Tensiunile de încercare

Nr. crt.	Specificarea maşinilor sau a părţilor ei	Tensiunea eficace de încercare
1	Maşinile cu o putere mai mică decât 1 kW sau 1 kVA, cum şi toate maşinile cu tensiunea nominală mai mică sau egală cu 24 V	$2\,U + 500$ V
2	Maşinile cu o putere dela 1 kW sau 1 kVA până la 3 kW sau 3 kVA incluziv, cu tensiunea nominală mai mare decât 24. V.	$2\,U + 1\,000$ V
3	*a*) Maşinile cu putere mai mare decât 3 kW sau kVA, la tensiune mai mare decât 24 V. ..... *b*) Maşinile cu o putere dela 10 000 kW sau 10 000 kVA în sus, cu tensiunea nominală: până la 3 000 V dela 3 000 V până la 6 000 V peste 6 000 V	$2\,U + 1\,000$ V, dar minimum 1 500 V $2\,U + 1\,000$ V $2{,}5\,U$ $2\,U + 3\,000$ V
4	Bobinajele de excitaţie ale generatorilor sincroni, la care tensiunea nominală de excitaţie nu este mai înaltă decât 750 V	De 10 ori tensiunea nominală de excitaţie: minimum 1 500 V; maximum 3 500 V.
5	Bobinajele de excitaţie ale motoarelor sincrone şi ale comutatricelor: *a*) Maşini cu pornire directă în curent polifazat: — dacă pornirea maşinii se face cu bobinajul de excitaţie închis pe rezistenţă sau pe sursa sa de alimentare; — dacă pornirea maşinii se face cu circuitul bobinajului de excitaţie deschis fragmentat pe secţiuni; — dacă pornirea maşinii se face cu circuitul bobinajului de excitaţie deschis nefragmentat. *b*) Maşini cu pornirea altfel decât în curent polifazat: — motoarele sincrone lansate cu motoare de pornire; — comutatricele demarate cu motor de pornire sau dela curent continuu.	De 10 ori tensiunea nominală de excitaţie: minimum 1 500 V 1 000 V + de 10 ori tensiunea nominală de excitaţie: minimum 1 500 V 1 000 V + 20 ori tensiunea nominală de excitaţie: minimum 1 500 V; maximum 8 000 V De 10 ori tensiunea nominală de excitaţie: minimum 1 500 V 1 000 V + dublul tensiunii nominale de excitaţie: minimum 1 500 V

Tabela 11 (urmare)

Nr. crt.	Specificarea maşinilor sau a părţilor ei	Tensiunea eficace de încercare
6	Excitatricele tuturor maşinilor electrice de orice tip.	1 000 V + dublul tensiunii nominale: minimum 1 500 V
7	Bobinajele secundare (rotorul motoarelor asincrone), care nu se află în stare de scurtcircuitare permanentă: *a*) Pentru motoare ireversibile *b*) Pentru motoarele reversibile	 1 000 V + de 2 ori tensiunea nominală a bobinajului rotorului 1 000 V + de 4 ori tensiunea nominală a bobinajului rotorului
8	Maşini sau aparate montate în grup	Dacă se supune încercării o grupă de maşini noi, de curând instalate şi ansamblate, dintre care fiecare a fost supusă încercărilor corespunzătoare de rigiditate dielectrică, atunci tensiunea de încercare nu trebuie mărită peste 85% din tensiunea cea mai mică de încercare a maşinilor asamblate
9	Motoare de curent continuu pentru macarale	$3\,U + 1\,000$ V

Tabela 12. Grosimile izolaţiei de bumbac sau mătase
(după STAS 541-49)

a — grosimea sârmei neizolate; b — lăţimea sârmei neizolate; d — diametrul sârmei neizolate; a_1 — grosimea sârmei izolate; b_1 — lăţimea sârmei izolate; d_1 — diametrul sârmei izolate. Dimensiunile sunt date în mm

Izolaţia		Grosimea a sau diametrul d al sârmei								
		0,03 la 0,09	0,10 la 0,18	0,2 la 0,28	0,3 la 0,48	0,5 la 0,75	0,8 la 1,45	1,5 la 2,9	3 la 3,8	4 la 6
Compunerea izolaţiei	Notare	Grosimea medie a izolaţiei: $a_1 - a$, $b_1 - b$ sau $d_1 - d$								
Mătase 1 × înfăşurare	M	0,035	0,035	0,04	0,04	0,04	0,04			
Mătase 2 × înfăşurări	MM	0,07	0,07	0,07	0,07	0,08	0,08			
Bumbac 1 × înfăşurare	B		0,1	0,1	0,12	0,12	0,12	0,15		
Bumbac 2 × înfăşurări	BB		0,16	0,16	0,20	0,22	0,22	0,26	0,3	0,4
Bumbac 3 × înfăşurări	3 B						0,36	0,4	0,5	0,5
Bumbac 1 × împletitură	T						0,45	0,45	0,5	0,5
Bumbac 1 × înfăşurări 1 × împletitură	BT						0,55	0,6	0,6	0,6
Bumbac 2 × înfăşurări 1 × împletitură	BBT						0,7	0,7	0,8	0,9

14. Izolarea elementelor bobinajelor.

α) *Izolarea conductorilor.* Pentru izolarea conductorilor se ia în consideraţie tensiunea pe spiră. La cele mai multe maşini, ea nu depăşeşte valoarea de 10—20 V, foarte rar 100 V. Excepţie fac maşinile foarte mari. Deaceea, în general, este suficientă o izolare a conductorului cu o dublă înfăşurare cu fir de bumbac. Se folosesc însă conductori şi cu diferite alte feluri de izolaţii:

— cu lac special email;
— cu un strat de email şi o înfăşurare de mătase;
— cu un strat de email şi o înfăşurare de bumbac;
— cu o înfăşurare de mătase;
— cu două înfăşurări de mătase;
— cu o înfăşurare de bumbac;
— cu două înfăşurări de bumbac;
— cu trei înfăşurări de bumbac;
— cu o împletitură de bumbac;
— cu o înfăşurare şi o împletitură de bumbac;
— cu două înfăşurări şi o împletitură de bumbac;
— câteva straturi de hârtie de cablu şi un strat rar de bumbac;
— câteva straturi de hârtie de cablu.

Conductorii pentru bobinaje se furnizează izolaţi.

Pentru folosirea cât mai raţională a spaţiului crestăturilor maşinii sunt necesari conductori cu izolaţie cât mai subţire. Din acest punct de vedere, izolaţia cu email ar fi cea mai indicată, dar ea prezintă o siguranţă mai redusă, atât în exploatare cât şi la manipulare, în cursul efectuării bobinajului.

Grosimile de izolaţie, pentru unele categorii de conductori enumeraţi mai sus, sunt standardizate (STAS 541-49) şi sunt date în tabela 12. In STAS 542-49 şi 543-49 sunt date caracteristicele sârmei rotunde izolate cu bumbac, şi cu mătase.

Tabela 13. Grosimile izolaţiei cu lac email
(după GOST 2773-44)
Dimensiunile sunt date în mm

Diametrul d al sârmei	0,05 la 0,09	0,10 la 0,19	0,20 la 0,25	0,27 la 0,30	0,31 la 0,41	0,44 la 0,49	0,51 la 0,69	0,72 la 0,96	1,00 la 1,16	1,20 la 1,56
Grosimea izolaţiei $d_1 - d$	0,015	0,020	0,025	0,035	0,040	0,045	0,050	0,060	0,075	0,080

In general, la conductorii dreptunghiulari diferenţa $b_1 - b$ este mai mică decât $a_1 - a$, din cauză că izolaţia iese din maşina de izolat mai strânsă pe muchie. Această diferenţă nu influenţează însă executarea bobinajului.

Grosimile izolaţiei cu email sunt redate în tabela 13.

Izolaţia cu lac de email este folosită numai pentru conductori rotunzi care au, în mod normal, diametrul sub 1,56 mm. Se foloseşte însă uneori şi pentru conductori cu diametrul mai mare decât 1,56 mm, foarte rar însă mai mare decât 2,5 mm.

Izolaţia cu hârtie se foloseşte foarte mult la conductorii de dimensiuni mai importante, la bobinajul transformatorilor şi al maşinilor electrice de puteri mai mari, care depăşesc 100 kVA. Ingroşările rezultate din izolaţie depind de numărul straturilor de hârtie. In mod normal, grosimea minimă a conductorului izolat cu hârtie este 2,2 mm, după GOST 434-41, iar îngroşările rezultate şi toleranţele respective sunt, după numărul straturilor:

$$0{,}8 \pm 0{,}1; \quad 1{,}20 \pm 0{,}15; \quad 2{,}80 \pm 0{,}25; \quad 4{,}25 \pm 0{,}3; \quad 5{,}80 \pm 0{,}4.$$

Ingroşările se înţeleg însumate de ambele părţi şi sunt exprimate în milimetri.

Afară de izolaţiile indicate, mai sunt posibile şi altele, după necesitate. Ingroşările care rezultă din folosirea altor izolaţii decât a celor de mai sus, se stabilesc din grosimea izolantului cu o majorare de 10%.

β) *Izolarea bobinajului în crestătură.* Afară de izolarea conductorului propriu zis, trebue să se realizeze şi o izolare a mănunchiurilor de conductori sau a crestăturii.

Această izolare a bobinajului în crestătură se poate face în două moduri:

— Prin izolarea crestăturii cu preşpan, pânză uleiată, micanită, etc., pentru întreaga tensiune a maşinii.

— Prin îmbrăcarea mănunchiului (care se aşează în crestătură) cu un tub izolant (micanită, micafoliu, bandă uleiată) pentru întreaga tensiune a maşinii.

In primul caz, grosimea totală s a izolaţiei poate fi determinată cu formula:

$$s = 0{,}75 + \frac{U}{4};$$

(s este dat în mm, iar U, tensiunea mărimii, în kV).

Pentru tensiuni joase (sub 500 V), se admite o izolaţie de $s = 0{,}5 \ldots 0{,}7$ mm, după calitatea materialului izolant.

O izolaţie curent utilizată până la 500 V este compusă din: două foi de preşpan cu grosimea de 0,2—0,25 mm, între care se interpune o foaie de pânză uleiată cu grosimea de 0,2 mm (fig. 42 şi 43).

Sub pana care închide crestătura se pune o fâşie de preşpan cu grosimea de 0,3—0,5 mm, pentru a nu lovi izolaţia la introducerea penei.

Izolaţia crestăturii sau tubul izolant depăşeşte pachetul activ de tole cu cel puţin 10 mm, la tensiuni joase, şi cu lungimi progresiv mai mari, la tensiuni mai înalte.

Dacă bobinajul este executat în mai multe straturi pe crestătură, între straturi se pune izolaţie de grosime corespunzătoare tensiunii respective.

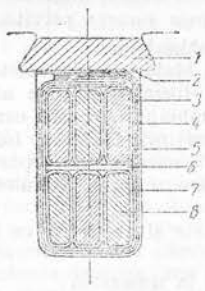


Fig. 42. Izolarea unei crestături deschise, la o maşină până la 500V: *1* — pană de lemn; *2* — preşpan 0,5 mm; *3* — preşpan 0,25 mm; *4* — pânză uleiată 0,2 mm; *5*—preşpan 0,25 mm; *6*—preşpan 1 mm; *7* — bandă de bumbac 0,15 mm; *8*—conductor de cupru electrolitic.

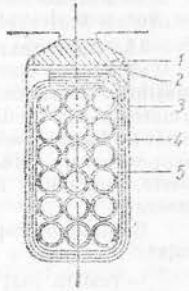


Fig. 43. Izolarea unei crestături semiînchise, la o maşină până la 500 V: *1* — pană de lemn; *2* — preşpan 0,5 mm; *3* — preşpan 0,25 mm; *4* — pânză uleiată 0,2 mm; *5* — preşpan 0,25 mm.

γ) *Izolarea capetelor de bobină.* Izolarea se realizează în modul următor:

— Capetele de bobină se bandajează totdeauna cu bandă de bumbac, pânză uleiată, bandă de micanită (pe hârtie, pe mătase sau pe pânză), etc., după caz.

— Se lasă distanţe libere apreciabile între bobinele diferitelor faze şi între bobinaj şi masă, sau, dacă nu se poate, se interpune o izolaţie corespunzătoare (de exemplu, la bobinajul cu bobine identice). Distanţa faţă de părţile metalice ale maşinii este dată la § 25, « Izolarea bobinajelor de curent alternativ ».

Apropierea prea mare a bobinajului de curent alternativ de piese masive de fier nu este de dorit şi din cauză că se măresc prea mult pierderile suplimentare la capetele de bobină, iar piesele masive respective se încălzesc puternic.

δ) *Izolarea bobinajelor maşinilor de înaltă tensiune* prezintă unele particularităţi care sunt arătate mai jos.

Izolarea conductorilor. Conductorii se izolează cu două sau trei straturi de înveliturî cu fir de bumbac şi ţesătură, etc. Intre spire se mai poate prevedea o foaie de preşpan sau micanită, de 0,1—0,2 mm sau mai mult, după tensiunea dintre ele. La bare cu dimensiuni mai mari se poate face izolarea cu micanită presată direct pe bară.

Dacă există numai două bare pe crestătură, fiecare bară se poate introduce într'un tub izolant separat.

Trebue evitat, pe cât posibil, ca în interiorul bobinajului să rămână goluri, cu aer, deoarece acesta s'ar putea transforma în ozon şi în oxizi de azot, sub influenţa efluviilor inevitabile şi ar putea ataca izolaţia. Deaceea, tot bobinajul se impregnează sub presiune la cald, cu o masă de compundaj (lac, asfalt, etc.), care să umple toate golurile. Tot pentru a evita golurile, se preferă folosirea conductorilor dreptunghiulari sau bare, în locul sîrmelor rotunde.

La maşinile de înaltă tensiune se recomandă numai folosirea de bandă, sau bară de cupru. Din acest motiv, maşinile de înaltă tensiune se execută pentru puteri mai mari (200 kW şi mai mult).

Izolarea bobinajului în crestătură se face cu tuburi de micanită, cu grosimea de 2,5—3,5 mm după tensiune.

La bobine pe şablon, tubul izolant se presează direct pe latura bobinei, la cald.

In paragrafele care urmează, unde se va trata separat fiecare fel de bobinaj, se vor mai desvolta unele puncte privitoare la izolaţie.

15. **Impregnarea bobinajelor.**

α) *Scopul operaţiei.* Majoritatea materialelor izolante folosite azi în industria maşinilor electrice sunt fibroase şi, prin natura lor, au proprietatea să absoarbă umezeala din mediul ambiant. Această caracteristică este foarte dăunătoare duratei de funcţionare a maşinii. Deaceea, bobinajele maşinilor se impregnează şi se acoperă cu un lac izolant, care, pe de o parte, este un bun izolant, iar pe de altă parte, împiedică în mare măsură pătrunderea umezelii în fibrele materialului izolant.

Bobinajele impregnate şi acoperite cu lac izolant prezintă următoarele avantaje:

— rezistă mai bine la umezeală;
— rezistă mai bine solicitărilor mecanice şi electrice (în cazul scurtcircuitelor). deoarece conductorii sunt lipiţi între ei;
— transmit mai bine spre exterior căldura datorită pierderilor ohmice;
— pot fi trecute într'o clasă de izolaţie superioară;
— pot rezista la acţiunea gazelor acide, corozive, etc.;
— pot rezista contra anumitor insecte sau contra unor bacili.

Aceste proprietăţi fac ca lacurile izolante să fie elemente foarte importante. Studiul lor se face în secţiunea « *Materiale electrotehnice* ».

Lacul de impregnare trebue să aibă o cât mai bună putere de pătrundere, pentru ca să poată elimina apa existentă, să mărească rezistenţa dielectrică a izolaţiei şi să mărească conductibilitatea termică. Deoarece însă lacul de impregnare nu poate asigura bine bobinajul şi contra umezelii, a gazelor corozive, etc., este necesară şi folosirea lacului de acoperire, care, fiind mai vâscos, nu poate pătrunde, ca şi lacul de impregnare, în profunzimea bobinajului, însă împiedică să treacă umezeala prin filmul care acoperă toate suprafeţele în contact cu exteriorul. Nu orice lac de acoperire corespunde tuturor cerinţelor. Astfel, contra anumitor gaze corozive, ca, de exemplu, contra bioxidului de sulf, este necesar un anumit lac cu totul special.

β) *Sisteme de îmbibare şi de impregnare cu lacuri.* Se folosesc următoarele sisteme:

1) vopsirea cu pensula;
2) imersiunea maşinii sau a bobinei în lac;
3) la fel ca la 2, însă în stare caldă a bobinajului şi a lacului;
4) la fel ca la 2 şi 3, dar cu folosirea vacuumului;
5) la fel ca la 2 şi 4, dar cu folosirea presiunii.

Uscarea unui bobinaj impregnat se face prin folosirea căldurii şi a curentului de aer cald sau, eventual, rece (oxidare).

In principiu, uscarea începe la o temperatură de 30 . . . 40°C, care va urca încet şi progresiv până la temperatura prescrisă pentru lacul respectiv.

Operaţia de impregnare în vacuum se face într'o instalaţie anumită şi are următoarele faze:

se introduc piesele în vasul de impregnare, care se închide etanş;
se încălzeşte;
se pune în funcţiune pompa şi se extrag vaporii de apă;
se opreşte încălzirea şi se lasă piesele să se răcească;
se dă drumul lacului izolant care este aspirat de vacuumul din vasul de impregnare; se lasă totul, un timp, în vacuum;
se opreşte pompa de vacuum şi se evacuează lacul izolant înapoi în vasul său;
se repune în funcţiune pompa de vacuum ca să aspire prin vacuum resturile lichide ale pieselor impregnate;
se încălzeşte din nou, iar în cazul lacurilor cu bază de ulei se introduce un curent de aer preîncălzit, deoarece aceste lacuri nu se pot usca fără oxigen.

In loc de vacuum se poate folosi o presiune care înlesneşte pătrunderea lacului în interiorul bobinajului. Această presiune trebue să se realizeze cu azot şi nu cu aer, pentru a evita eventualele aprinderi ale diluanţilor inflamabili şi explozibili.

Presiunea trebue realizată cu grijă, ea urmând să fie urcată progresiv şi încet, pentru a evita deteriorări în interiorul bobinajului (scurtcircuit).

Pentru bobinajele cu sârmă emailată nu se recomandă folosirea presiunii, deoarece, din cauza efectului de disolvare, se pot produce foarte uşor scurtcircuite în interiorul bobinajului.

γ) *Compounduri.* Aceşti izolanţi (numiţi uneori impropriu şi lacuri compound) sunt esenţial deosebiţi de lacurile izolante descrise mai înainte. Ei sunt solizi şi se topesc la o temperatură mai înaltă (120 . . . 130°C). Nu se folosesc cu solvenţi.

Topind compoundul, se introduce bobinajul în masa lichidă rezultată şi dacă aceasta este destul de fluidă, ea va pătrunde în toate spaţiile goale dintre conductori, conductori şi masă, etc. Prin răcire, această masă lichidă se solidifică şi toate spaţiile de mai sus rămân umplute, aerul fiind complect eliminat. La maşinile de înaltă tensiune, acest lucru este indispensabil, deoarece prezenţa aerului este dăunătoare atât prin ionizarea lui, cât şi prin faptul că ozonificarea lui produce acid azotic, care cu timpul distruge bobinajul. Compoundurile se vor examina amănunţit în secţiunea « *Materiale electrotehnice* ». De foarte multe ori, la maşinile mai mici şi de joasă tensiune nu se aplică compoundarea. Normele actuale admit temperaturi ale bobinajelor destul de înalte, la care, în general, compundurile pe bază de asfalt nu mai corespund, deoarece, la aceste temperaturi, ele se înmoaie, producând deranjamente mari. La rotori, acest lucru este foarte grav şi, deaceea, compoundarea rotorilor aproape nici nu se mai face. La maşinile de înaltă tensiune, compoundarea este mai simplă, deoarece ea se face pe bobine, care sunt executate în exterior, şi anume din conductori rectangulari.

δ) *Metode noi de impregnare şi compoundare.* Atât în tehnologia impregnării, cât şi a compoundării, metodele aplicate în U.R.S.S. au adus importante progrese. Aceste metode au următoarele particularităţi:

La impregnare:

Îmbunătăţirea şi accelerarea uscării înainte de impregnare în vacuum, printr'o alternare de vacuum şi curent de aer. Cazanul de impregnare este diferit de tipurile vechi. In detaliu procedeul este următorul:

Piesele stau la 60 . . . 70°C sub vacuum timp de 10 . . . 20 min; apoi se introduce un curent de aer cald, timp de 10 min. Se opreşte curentul de aer 2 min., după care se face vacuum timp de 10 . . . 20 min şi astfel ciclul se repetă de circa zece ori. Dacă nu se dispune de o instalaţie specială pentru executarea acestor operaţii, se poate folosi o instalaţie de tip vechi, lăsând, după faza de vacuum, capacul cazanului semideschis.

In cazul bobinajelor foarte umede, operaţia de uscare se face răcind şi încălzind succesiv bobinajul.

In timpul uscării, după impregnare, rotorii trebue să stea vertical, cu colectorul în sus. Uscarea se face în 4 . . . 8 ore, după bobină şi după calitatea lacului.

Se recomandă impregnarea repetată, deoarece solventul, la uscare, sparge pelicula superficială. Se preferă lacurile mai subţiate cu repetarea impregnării de minimum două ori.

După impregnare, bobinajul se acoperă cu lac, în mod repetat, minimum de două ori.

Dacă se foloseşte şi presiunea, impregnarea propriu zisă, la maşini până la 100 kW, trebue făcută cu o variaţie de presiune, în felul următor:

5 min sub 8—10 at;

5 min fără presiune;

5 min sub 8—10 at.

Operaţia se face de trei la cinci ori.

Dacă este necesar, bobina se compundează aşezând-o în forme de lemn, care se scot după răcire [1]).

O îmbunătăţire substanţială a compundajului a fost realizată de inginerul sovietic K. I. Cerniac, care a folosit un amestec de 30% compund şi 70% cuarţ fin. Compundarea realizată cu această masă a mărit conductibilitatea termică de aproximativ cinci ori. Amestecul este recomandat în special acolo unde compundul trebue să umple spaţii largi, ca, de exemplu, la capetele de bobină. Folosirea acestui amestec mai prezintă avantajul că măreşte foarte mult stabilitatea compundului, care curge mai greu în caz de înmuiere.

In sfârşit, trebue să se mai menţioneze încercările care se fac actualmente în U.R.S.S., şi care au ca obiect înlocuirea compundului vechi cu compunduri polimerizabile. In acest fel, toate desavantajele compundului vechi dispar, ceeace va duce din nou la folosirea compundului, chiar la rotori de mare viteză.

Deasemenea, în U.R.S.S. se caută să se înlocuiască sistemul de uscare expus mai sus, printr'un sistem de încălzire profundă dela interior la exterior, cu ajutorul razelor infraroşii.

c) Bobinajul rotorilor de curent continuu

16. Feluri de bobinaje. In această categorie trebue să fie inclus orice indus cu bobinaj simetric şi cu colector.

Se deosebesc:

— bobinajul în crestături semiînchise;

— bobinajul în crestături deschise.

La maşinile de curent continuu se folosesc cel mai des crestături deschise, deoarece întrefierul este relativ mare, iar la cele alternative cu şi fără colector, crestături semiînchise, deoarece întrefierul este mic (fig. 44).

[1]) Detalii asupra compundării se găsesc în lucrarea: Demontier, *Impregnarea şi acoperirea bobinajelor maşinilor de joasă tensiune''*, Editura VNITOE, Leningrad, 1939.

Din punctul de vedere al execuţiei, se deosebesc: bobinajul manual, bobinajul pe şablon şi bobinajul cu bare. Bobinajul manual se execută chiar pe indus; celelalte se execută în exterior şi se introduc ulterior.

Din punctul de vedere al capetelor de bobină, se deosebesc: bobinajul în manta (fig. 45, *a*) şi bobinajul frontal (fig. 45, *b*).

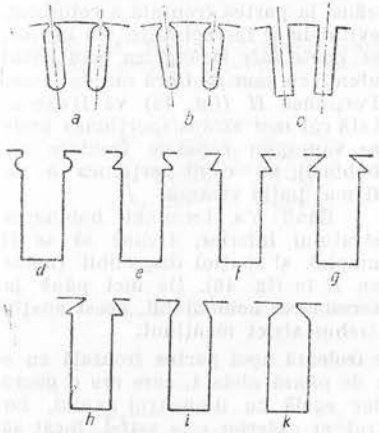


Fig. 44. Forme de crestături folosite la indusurile cu colector, pentru curent continuu şi alternativ.

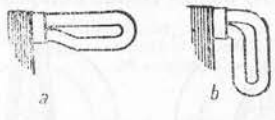


Fig. 45. Bobinaj în manta (*a*) şi bobinaj frontal (*b*).

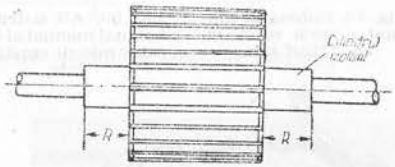


Fig. 46. Izolarea axului la rotori mici prin cilindri izolanţi.

Cel mai des folosit este bobinajul în manta. Deasemenea, se mai deosebesc bobinajul într'un strat şi cel în două straturi.

Cel într'un strat se foloseşte numai la bobinajul manual.

17. Bobinajul manual. Se utilizează excluziv la motoarele de putere mică şi turaţie înaltă (cu doi poli). La motoarele cu patru poli se preferă bobinele executate pe şablon, chiar la puteri mici. Rotorul care urmează să fie bobinat cu mâna este prevăzut la ambele capete cu nişte cilindri izolanţi, din pânza uleiată, montaţi pe ax (fig. 46).

Deasemenea, partea frontală a rotorului este izolată cu discuri de preşpan cu grosimea de 1—2 mm, tăiate exact ca tolele rotorului. Izolaţia crestăturii nu depăşeşte aceste discuri izolante decât cu cel mult 1—1,5 mm, iar marginile izolaţiei sunt îndoite uşor înafară (fig. 47).

Deobicei, bobinajul se execută în două straturi pe crestătură, pentru a obţine o bună echilibrare a rotorului bobinat.

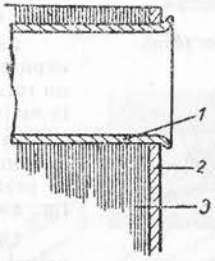


Fig. 47. Izolaţia la crestături depăşeşte discurile izolante frontale: *1* — izolaţia crestăturii; *2* — preşpan; *3* — tole.

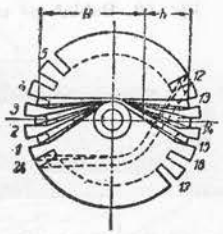


Fig. 48. Bobinajul manual al unui rotor mic cu dinţi laţi.

Bobinarea se poate face în mai multe feluri:

α) *In cazul când lăţimea crestăturilor este mai mică decât a dinţilor*, se execută bobinajul ca în fig. 48.

In cazul unui rotor cu 24 de crestături, de exemplu, se bobinează stratul inferior începând cu crestăturile 1 şi 13, apoi se bobinează crestăturile 2 şi 14, etc., până când se bobinează astfel toate crestăturile numai în stratul inferior. Spirele unei bobine trebue aranjate cât mai strâns la partea frontală a rotorului, evitându-se încrucişările. La nevoie, se poate face strângerea prin bătăi atente cu pene de fibră sau de lemn. Porţiunea *H* (fig. 48) va fi executată cât mai strâns (porţiunea unde se suprapun capetele frontale ale bobinei), pe când porţiunea *h* va fi mai puţin strânsă.

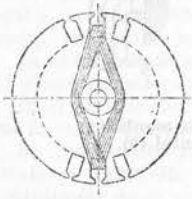


Fig. 49. Bobinajul manual al unui rotor cu crestături late.

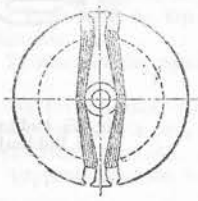


Fig. 50. Alt sistem de bobinaj manual al unui rotor mic cu crestături late.

Când s'a terminat bobinarea stratului inferior, trebue să se fi umplut şi spaţiul disponibil (notat cu *R* în fig. 46). De aici până la terminarea bobinajului, acest spaţiu trebue strict menţinut.

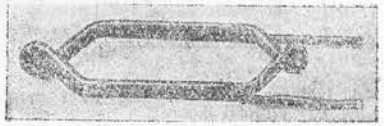


Fig. 51. Bobină pe şablon, normală.

Se izolează apoi partea frontală cu o rondea de pânză uleiată, care are o gaură la mijloc egală cu diametrul axului, iar diametrul ei exterior este astfel, încât să ajungă până la baza crestăturilor. Deasemenea, se pune izolaţie şi în crestătură (fâşii de preşpan) peste stratul bobinat. Se continuă apoi bobinarea în sens invers, dela ultima crestătură (24 în cazul de faţă), trecând însă, de data aceasta, capetele bobinelor de cealaltă parte a axului (punctat în fig. 48). Pentru o mai bună aşezare a rondelei de pânză uleiată (suprafaţa de aşezare fiind bombată), ea se taie după o rază, înainte de a începe bobinarea penultimei bobine, iar cuta care rezultă se presează sub ultima bobină.

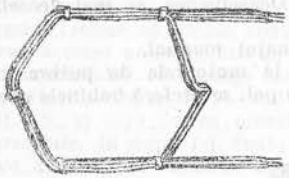


Fig. 52. Bobină pe şablon plană.

Fără respectarea riguroasă a celor expuse mai sus, nu se va putea obţine un rotor echilibrat, lucru foarte important la motoarele cu turaţie mare (cu doi poli).

β) *In cazul motoarelor care au lăţimea crestăturii mai mare decât lăţimea dintelui*, se preferă modul de bobinaj arătat în fig. 49 şi 50.

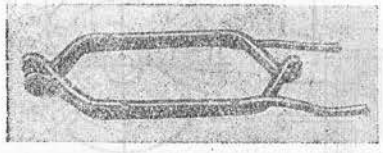


Fig. 53. Bobină pe şablon cu cap dublu.

18. **Bobinajul pe şablon.** In stadiul actual se preferă totdeauna acest bobinaj, cu rare excepţii, deoarece este mai simplu de executat şi cere o mână de lucru mai puţin calificată. Bobinele pe şablon pot fi executate ca în fig. 51, 52 sau 53.

Bobina plană (fig. 52) şi cea cu cap dublu (fig. 53) au intrarea şi ieşirea aranjate simetric, ceeace dă bobinaje fără încrucişări, spre deosebire de bobinele nor-

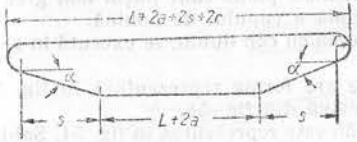


Fig. 54. Miezul şablonului pentru bobine normale şi pentru bobine cu cap dublu.

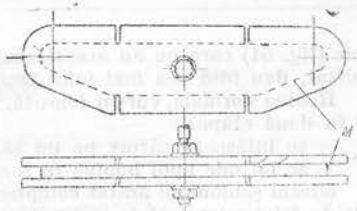


Fig. 55. Şablonul complect pentru bobina normală şi cu cap dublu: *M* — miezul.

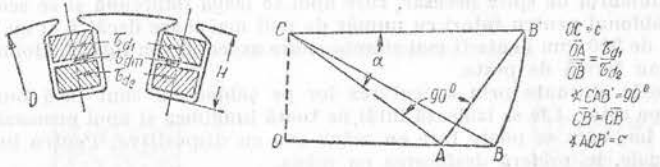


Fig. 56. Determinarea unghiului α pentru şabloanele bobinelor normale.

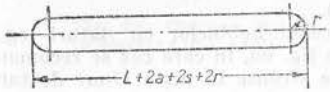


Fig. 57. Şablon pentru rotori mai mari şi pas polar mic.

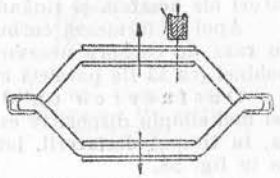


Fig. 58. Desfacerea cu mâna a bobinelor executate pe şablonul din fig. 57.

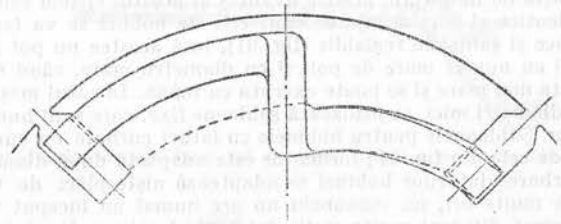


Fig. 59. Curburile capetelor de bobină.

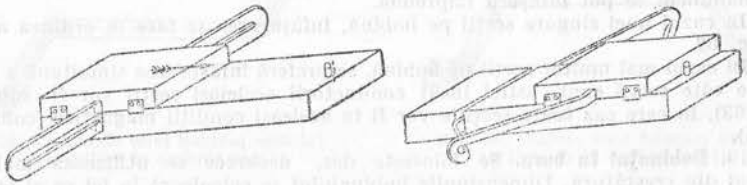


Fig. 60. Dispozitiv de întins bobinele.

male (fig. 51) care nu au această calitate. Bobinele plane sunt puţin mai greu de realizat, dau însă cea mai mică întindere axială a capului de bobină.

Bobina normală, curent folosită, cum şi aceea cu cap dublu, se execută în general în două etape:

— se înfăşoară sârma pe un şablon care are forma reprezentată în fig. 55;
— se întinde apoi bobina în forma definitivă din fig. 58.

Miezul şablonului arătat complect în fig. 55 este reprezentat în fig. 54. Şablonele de felul celor arătate în fig. 55 se folosesc mai ales pentru rotori cu diametrul mic şi cu număr mic de poli, obişnuit 2 poli. Determinarea unghiului α este dată în fig. 56.

Bobina se execută înfăşurând sârma pe şablon, până se realizează mănunchiul cu numărul de spire necesar, care apoi se leagă împreună şi se scoate de pe şablon. Şablonul pentru rotori cu număr de poli mai mare decât 6 şi cu diametrul mai mare de 200 mm poate fi mai simplu şi are aspectul din fig. 57. Bobinele astfel obţinute au formă de peşte.

Bobinele obţinute prin executarea lor pe şablon nu sunt încă bune pentru a fi puse pe rotor. Ele se izolează întâi pe toată lungimea şi apoi urmează operaţia desfacerii lor, care se poate face cu mâna sau cu dispozitive. Pentru bobinele cu laturi inegale, se preferă desfacerea cu mâna.

D e s f a c e r e a c u m â n a. Se prind buclele bobinei şi părţile drepte ale ei (fig. 58) în nişte U-uri de tablă şi apoi se desface bobina, trăgând cele două laturi ale acesteia şi ţinând buclele ca să nu se răsucească.

Apoi se formează curburile capetelor (fig. 59), fie cu mâna, fie pe nişte plăci cu raza de curbură necesară. Totodată, se obţine şi înclinaţia dorită a laturilor bobinei (ca să fie paralelă cu pereţii crestăturii).

D e s f a c e r e a c u d i s p o z i t i v. In cazul bobinelor cu laturi egale, cel mai simplu dispozitiv este cel reprezentat în fig. 60, în care caz se recomandă ca, în timpul desfacerii, laturile bobinei să fie strânse în nişte U-uri de tablă, ca în fig. 58.

Există şi dispozitive mai complicate, care prezintă însă desavantajul de a nu fi totdeauna economice. Bobinele, în acest caz, se execută într'o singură etapă, astfel că, după terminarea bobinării, bobina are forma ei definitivă, fără a mai necesita operaţia de desfacere. Marele avantaj al acestui sistem este că toate bobinele vor fi identice şi deci aranjarea capetelor de bobină se va face mai uşor.

Se pot face şi şabloane reglabile (fig. 61), însă acestea nu pot fi folosite decât pentru maşini cu număr mare de poli şi cu diametru mare, când raza de curbură a capetelor este mai mare şi se poate executa cu mâna. In cazul maşinilor cu număr mic de poli şi diametri mici, se utilizează şabloane fixe, care sunt bune numai pentru un tip de rotor. Şabloanele pentru bobinele cu laturi curbate nu sunt, în principiu, mult diferite de cele din fig. 61; forma lor este adaptată după diametrul rotorului, iar pentru curbarea laturilor bobinei se adaptează nişte plăci de reazim curbate.

De foarte multe ori, un mănunchi nu are numai un început şi un sfârşit, ci el poate fi format din mai multe *secţii*, înţelegând prin secţie, totalitatea spirelor dintre două lamele, care se succed la interval de un pas y. Toate secţiile formând un mănunchi se pot înfăşura împreună.

In cazul unei singure secţii pe bobină, înfăşurarea se face în ordinea arătată în fig. 62.

In cazul mai multor secţii pe bobină, se preferă înfăşurarea simultană a atâtor sârme câte secţii sunt, astfel încât conductorii aceleiaşi secţii vor fi suprapuşi (fig. 63), în care caz toate secţiile vor fi în aceleaşi condiţii magnetice (comutaţie bună).

19. **Bobinajul în bare.** Se foloseşte des, deoarece se utilizează mai bine spaţiul din crestătură. Dimensiunile bobinajului se calculează la fel ca şi la bobinele din sârmă. Forma barelor este similară cu a bobinelor.

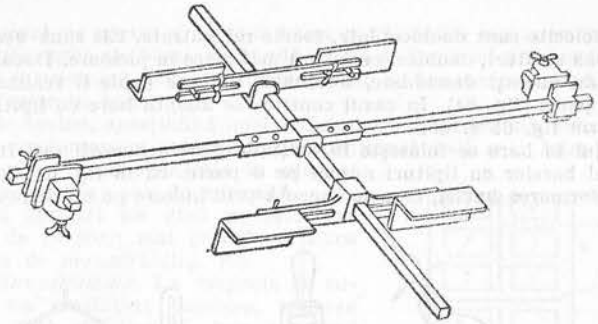


Fig. 61. Şablon reglabil pentru bobine.

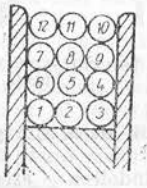


Fig. 62. Ordinea de înfăşurare a unei secţii.

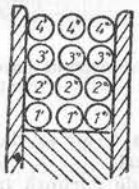


Fig. 63. Ordinea de înfăşurare a trei secţii pe bobină.

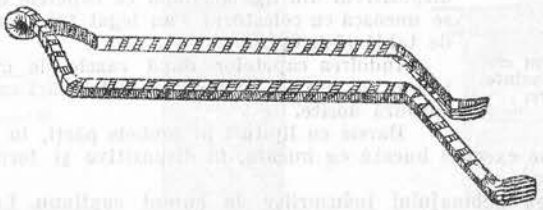


Fig. 64. Bobinaj în bare cu elemente având aceeaşi deschidere.

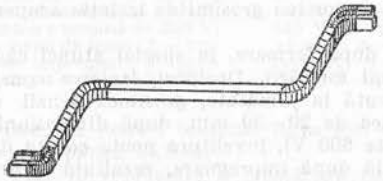


Fig. 65. Barele unui bobinaj ondulat cu lipituri în ambele părţi.

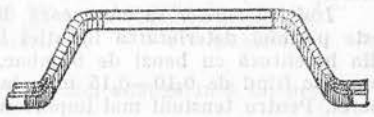


Fig. 66. Barele unui bobinaj buclat cu lipituri în ambele părţi.

Barele folosite sunt deobicei late, foarte rar pătrate. Ele sunt aşezate în crestătură în două straturi, deobicei cu latura mai mare în picioare. Dacă toate secţiile de bobinaj au aceeaşi deschidere, bobinajul în bare poate fi realizat cu lipitura numai pe o parte (fig. 64). In cazul contrar, se adoptă bare cu lipituri în ambele părţi, conform fig. 65 şi 66.

Bobinajul în bare se foloseşte la maşinile pentru curenţi mai importanţi.

In cazul barelor cu lipituri numai pe o parte, ca în fig. 64, formarea barei începe prin formarea buclei, care se execută prin îndoire pe un dispozitiv (fig. 67).

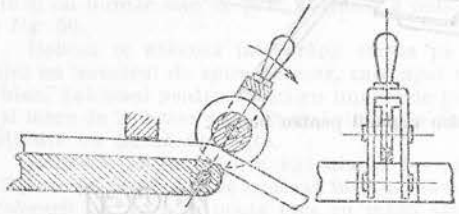


Fig. 67. Formarea barelor cu lipituri numai pe o parte.

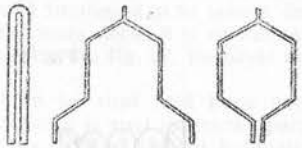


Fig. 68. Formarea definitivă a barei.

Pentru a nu se deforma în timpul acestei operaţii, bara este ghidată între două discuri.

Raza de curbură interioară — după care se face îndoirea — este bine să nu fie inferioară jumătăţii înălţimii barei, dar nu se face nici mai mare decât înălţimea acesteia.

Formarea mai departe a barei prinsă în dispozitiv se poate face cu mâna.

In cazul bobinajului buclat, se poate forma bara cu dispozitivul din fig. 68, după ce capetele care urmează să se unească cu colectorul s'au legat împreună cu o brăţară de tablă (fig. 69).

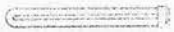


Fig. 69. Prinderea capetelor de bară înainte de deschidere.

Indoirea capetelor după razele de curbură pe care trebue să le aibă, se face pe nişte plăci care au razele de curbură dorite.

Barele cu lipituri pe ambele părţi, în felul celor din fig. 65 şi 66, se execută bucată cu bucată, în dispozitive şi forme potrivite, în general metalice.

20. **Izolarea bobinajului indusurilor de curent continuu.** La bobinajul cu sârmă, conductorii sunt izolaţi cu dublă învelitură de fir de bumbac sau cu lac email şi învelitură de bumbac. La maşini mai importante se foloseşte o învelitură şi o împletitură de bumbac. Ingroşările rezultă din tabelele 13 şi 14. Pentru dimensiunile care nu sunt trecute în tabele se vor lua grosimi de izolaţie acoperitoare.

Izolarea barelor se efectuează deobicei după formare, în special atunci când este posibilă deteriorarea izolaţiei în timpul formării. Deobicei, izolarea constă din învelitură cu benzi de bumbac, petrecută la jumătate, grosimea benzii de bumbac fiind de 0,10—0,15 mm, iar lăţimea de 20—30 mm, după dimensiunile barei. Pentru tensiuni mai importante (peste 600 V), învelitura poate consta din bandă uleiată sau lăcuită. Ingroşarea totală după impregnare, rezultată dintr'o astfel de izolaţie, este de 0,7—0,9 mm. Pentru maşini mai importante, şi în particular la maşinile de tracţiune, constructorii sovietici folosesc micanita arsă pe bară. Avantajele constau în realizarea unei izolaţii cu rigiditate dielectrică mai mare şi cu dimensiuni mai mici, precum şi în trecerea izolantului în clasa B. Această

izolare se efectuează pe partea dreaptă a barei cu micafoliu sau cu micanită elastică, iar pe părţile curbe ale barei, cu bandă de mică. După micanizare (acoperirea cu mică la cald şi presiune), barele se impregnează cu lac sau compund, iar capetele lor se cositoresc în baie.

Intre spirele vecine, aparţinând unei aceleiaşi laturi de bobină, este suficientă numai izolaţia conductorului, aşa cum s'a menţionat mai sus. Intre diferitele laturi este bine să se pună o izolaţie în plus, şi anume o fâşie de preşpan sau de micanită.

Intre două straturi ale unei crestături se pune o bandă de preşpan mai groasă, de circa 1—1,5 mm, sau de micanită (fig. 70).

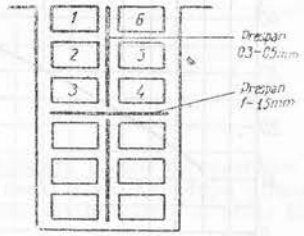


Fig. 70. Izolaţia între spirele unei crestături.

Izolarea mănunchiurilor. La maşinile de curent continuu cu crestături deschise, izolarea mănunchiurilor faţă de fier se face în două feluri:

1 Se izolează complect mănunchiurile afară, iar crestăturile nu mai au decât un preşpan de protecţie.

2 Se izolează mănunchiurile afară, numai sumar, iar crestătura primeşte izolarea complectă, potrivit tensiunii maşinii. Acesta este deasemenea şi cazul general al crestăturilor semiînchise.

Fig. 71 şi 72 arată astfel de cazuri. Pentru o izolaţie până la 600 V, se obişnueşte să se folosească pânză uleiată, plasată între două preşpanuri, fiecare de 0,2 mm

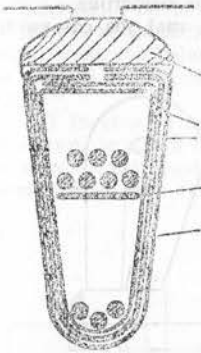


Fig. 71. Crestătură semideschisă, bobinată cu conductori rotunzi, şi izolată, pentru o maşină de 220 V: *1*—pană de lemn; *2* — preşpan impregnat; *3*—preşpan; 4—pânză uleiată.

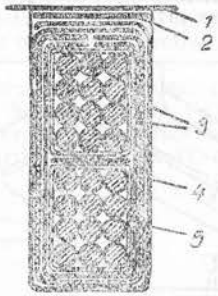


Fig. 72. Crestături deschise cu bobinaj pe şablon cu conductori rotunzi, pentru tensiunea de serviciu de 440 V: *1*—micartită; *2*—eteroid; *3* — preşpan impregnat; *4* — pânză uleiată; *5* — pânză lăcuită.

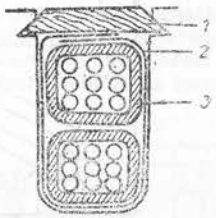


Fig. 73. Crestătură deschisă cu bobine pe şablon, izolate complect afară, pentru o maşină de 500 V: *1* — pană de lemn; *2* — preşpan impregnat; *3* — micanită.

grosime, iar pentru tensiuni între 600—1 000 V se mai adaugă încă un preşpan şi încă o pânză uleiată.

Fig. 73 reprezintă o crestătură cu bobina izolată afară în mod complect, pentru toată tensiunea maşinii, iar crestătura este prevăzută numai cu un preşpan de protecţie, astfel cum s'a arătat mai sus.

In sistemul de izolaţie din fig. 73 se observă că este bine ca, înainte de micanizare, bobina să fie impregnată cu un lac, care îi poate da o soliditate suficientă,

pentru a deveni mai rigidă. Capetele de bobină respective sunt izolate mai slab. Teaca de micanită trebue să iasă din crestătură cu o anumită lungime, în funcţie de tensiunea maşinii.

Diagrama din fig. 74 indică lungimea tecii înafara crestăturii.

In fig. 75 se indică modul cum trebue realizată izolarea trecerii dela capul tecii de micanită la izolarea restului bobinei.

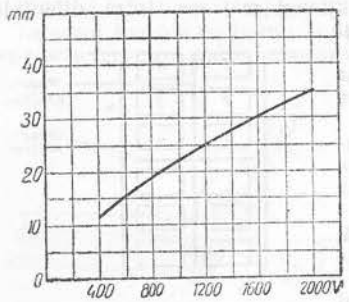


Fig. 74. Lungimea tecii înafara crestăturii, în funcţie de tensiunea maşinii.

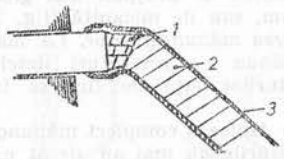


Fig. 75. Izolarea trecerii dela capul tecii de micanită:
1 — izolaţia conductorului;
2 — bandă ulciată; 3 — bandă albă.

Bobinajul indusului maşinilor de curent continuu fiind supus la forţele centri fuge trebue consolidat şi bandajat. Felul de consolidare şi de bandajare este identic cu cel descris mai departe, la bobinarea rotorilor maşinilor asincrone.

21. **Formule necesare dimensionării bobinajelor.** Se dau mai jos câteva formule pentru bobinajele descrise mai sus:

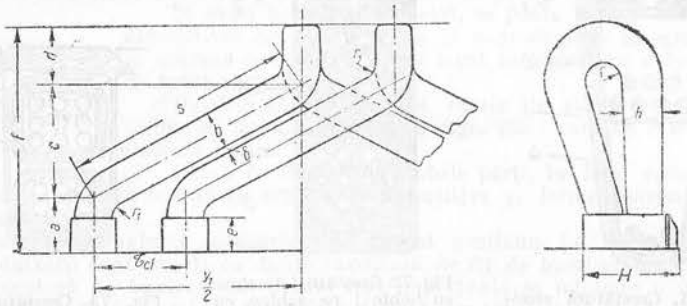


Fig. 76. Capetele de bobină, la un indus de curent continuu.

Lungimea capetelor de bobină (fig. 76) se calculează cu expresia:

$$l_c = 2a + 2s + \pi\left(r + \frac{h}{2}\right),$$

unde

$$s = \frac{y_1}{2}\,\frac{1}{\sqrt{1 - \left(\frac{b+\delta}{\tau_{cf}}\right)^2}}.$$

Deoarece, la curent continuu, pasul este în general diametral, se aproximează:

$$y_1 = \frac{\pi(D-H)}{2p} \text{ şi } s = \frac{\pi(D-H)}{4p\sqrt{1 - \left(\frac{b+\delta}{\tau_{cf}}\right)^2}}.$$

In aceste relaţii s'a notat cu:

D — diametrul rotorului, în cm;
H — înălţimea crestăturii, în cm;
τ_{cf} — pasul crestăturii la fund, în cm;
y_1 — pasul bobinei, în cm;
δ — distanţa între două bobine, în mm;

δ se ia de circa 1 — 3 mm, după mărimea maşinii. Razele de racordare r şi r_1 se vor lua după necesitate, însă nu mai mici decât 3—5 mm după dimensiunea de cupru, e se ia 10—20 mm după tensiunea maşinii, iar a se poate lua deci de 20—30 mm.

Lungimea axială a capetelor de bobină este dată de relaţia:

$$l = a + c + d.$$

22. **Incercările în timpul execuţiei.** Cum s'a menţionat la paragraful 13, după ce maşina electrică a fost construită, este supusă încercărilor prescrise de norme, adică, printre altele, la încercarea izolaţii între spire, la încercarea izolaţiei la masă şi încercările de bună funcţionare. In afara acestor încercări finale trebue, chiar în timpul executării bobinajelor, să se facă verificări atente între diferite operaţii, atât pentru controlul izolaţiei între spire, cât şi al izolaţiei la masă. Afară de acestea, se verifică în mod continuu, cu o lampă de control, dacă firul bobinei nu este întrerupt.

1) Incercarea izolaţiei între spire a bobinei executate, dar neimpregnată, se face cum se arată în fig. 77. Se pune bobina pe secundarul unui transformator, se alimentează acesta cu un curent cu frecvenţa de 4—20 ori mai mare decât cea nominală şi cu o tensiune potrivită, astfel încât, între spirele bobinei de încercat

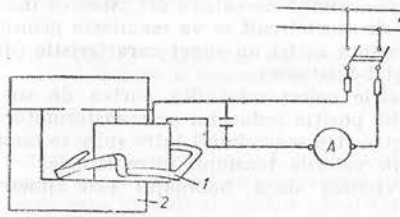


Fig. 77. Incercarea izolaţiei între spire la o bobină de indus.
1 — bobină de încercat; 2 — transformator de încercare.

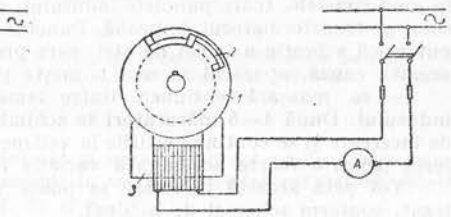


Fig. 78. Incercarea izolaţiei între spire, înainte de legarea colectorului:
1 — indus; 2 — o bobină din indus;
3 — transformator de încercare.

să fie o tensiune de 4—10 ori mai mare decât tensiunea existentă la funcţionare normală. In paralel se mai montează şi un condensator, pentru a compensa căderea de tensiune. Se recomandă ca după impregnarea bobinei, această probă

să se repete. Dacă între spirele bobinei există un scurtcircuit, din acel punct va ieşi fum, iar ampermetrul va indica un curent exagerat.

2) După ce toate bobinele au fost montate pe indus, şi înainte de a se face legăturile la colector, se mai execută o încercare a izolaţiei între spire, plimbând pe rotor un transformator fără unul din juguri, care are numai un bobinaj primar şi al cărui flux se închide prin indusul de încercat (fig. 78). Alimentarea transformatorului se face astfel, încât între spire să rezulte o tensiune de 1—2 ori tensiunea nominală dintre spirele de încercat. Un scurtcircuit se manifestă printr'un curent exagerat arătat de ampermetru, iar de foarte multe ori din punctul defectat apare fum. Deasemenea, un voltmetru pus la capetele bobinei defectate va indica o tensiune practic zero.

3) După această încercare şi tot înainte de lipirea legăturilor la colector, se face verificarea izolaţiei bobinajului la masă. Se leagă electric bobinele între ele şi se aplică bobinajului tensiunea de încercare prescrisă de STAS 1893-50, pentru izolaţia la masă corespunzătoare bobinajului (v. tabela 11). Se recomandă ca durata încercării să nu depăşească 10—20 s.

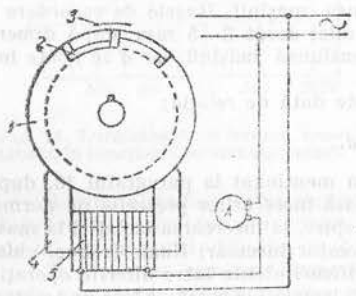


Fig. 79. Incercarea de scurtcircuit între spire sau lamele, la un indus de curent continuu:
1 — indus; *2* — o bobină din indus; *3* — lamă de oţel; *4* — transformator de încercare; *5* — bobina transformatorului.

4) Una dintre cele mai importante încercări este aceea de scurtcircuit între spire, după ce s'au făcut legăturile şi lipiturile la colector, în orice caz, însă, înainte de punerea bandajelor. Această încercare se face ca în fig. 79 şi se aseamănă, în parte, cu încercarea dela punctul 2, executându-se cu acelaşi aparat şi în acelaşi mod. De data aceasta, însă, curentul măsurat de ampermetru nu va da o indicaţie prea importantă ca valoare absolută, deoarece bobinajul fiind închis este legat în scurtcircuit. Defectul se stabileşte în mai multe feluri, dintre care următoarele două sunt cele mai uzuale:

— se plimbă deasupra indusului, aşa cum arată fig. 79, o lamă subţire de oţel cu grosimea de 0,5—1 mm şi cu lăţimea de 30—40 mm. Pentru a putea atinge, în mod simetric, toate punctele indusului, se schimbă de câteva ori aşezarea indusului pe transformatorul de probă. Punctul de scurtcircuit se va manifesta printr'o puternică vibraţie a lamei de oţel, care produce astfel un sunet caracteristic (din această cauză, aparatul se mai numeşte şi bâzâitoare);

— se măsoară tensiunea dintre lamelele colectorului din partea de sus a indusului. După 4—5 măsurători se schimbă poziţia indusului pe transformatorul de încercare şi se continuă citirile la voltmetru. Un scurtcircuit între spire se manifestă printr'o foarte accentuată variaţie în valorile tensiunii între lamele.

Tot prin această încercare se poate verifica dacă bobinajul este simetric legat, conform schemei de bobinaj.

Incercările menţionate aici nu exclud încercările de bună funcţionare pe maşina terminată, singurele care pot asigura că un bobinaj este bun.

d) Bobinaje pentru curent alternativ

In paragraful 6 s'au dat generalităţi asupra bobinajelor pentru curent alternativ.

23. Bobinajul statorilor. In această categorie trebue considerate bobinajele statorilor maşinilor sincrone şi ale celor asincrone, fără şi cu colector.

Se deosebesc:

— bobinaje în crestături semiînchise;

— bobinaje în crestături deschise.

In curent alternativ, crestăturile semiînchise sunt mai des folosite decât în curent continuu.

Ca feluri de bobinaj se deosebesc, în primul rând, bobinajul într'un singur strat şi bobinajul în două straturi. In ce priveşte capetele de bobină, acestea sunt dispuse în două sau în trei etaje, bobinajul fiind executat cu mai multe feluri de bobine, sau cu bobine identice. In acest din urmă caz, capetele de bobină sunt de cele mai multe ori dispuse în manta, ca la indusurile de curent continuu, sau

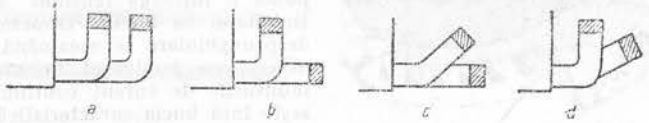


Fig. 80. Dispoziţia capetelor de bobină, la bobinajul în două etaje.

în coroană. Bobinajele în etaje se fac cu un singur strat pe crestătură, iar cele în coroană, foarte adeseori, în două straturi.

Dispoziţia capetelor de bobine în două etaje este redată în fig. 80, iar cea în trei etaje, în fig. 81.

Bobinajul în coroană poate avea unul dintre aspectele reprezentate în fig. 82.

Fig. 80 arată 4 posibilităţi de formare a capetelor de bobină, notate în figură prin *a*, *b*, *c* şi *d*. Din examinarea acestora se vede că ceeace variază este întin-

Fig. 81. Dispoziţia capetelor de bobine, la bobinajul în trei etaje.

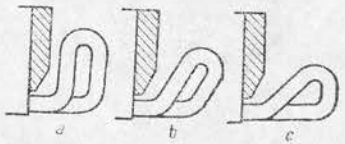


Fig. 82. Forma capetelor de bobină la bobinajul în coroană.

derea capetelor de bobină, atât frontal cât şi axial. Alegerea uneia dintre aceste forme se face după locul disponibil existent în maşina electrică respectivă. Acelaşi lucru este valabil şi pentru cazul fig. 81 şi 82.

Cele mai folosite dispoziţii sunt cele în două etaje din fig. 80 *b*, *c* cum şi cea în trei etaje din fig. 81 *b*.

Bobinajul în etaje se execută, de multe ori, cu mâna, direct pe maşină, folosind, pentru aranjarea capetelor, bucăţi de lemn (fig. 83). La acest bobinaj manual se introduc conductorii prin fanta crestăturii fir cu fir. Execuţia manuală necesită, în general, câte o persoană la fiecare capăt al maşinii. Bobinajul prezintă avantajul că firele se pot aşeza foarte strâns în crestătură coeficientul de umplere fiind mai bun decât la bobinajele executate cu bobine de şablon.

Din alt punct de vedere, trebue să se facă deosebire între bobinajul cu sârmă şi bobinajul cu bare. Bobinajul cu sârmă poate fi, la rândul său, cu conductori

îngropaţi, lipiţi sau ţesuţi, când crestătura este semiînchisă, sau cu bobinele gata executate afară, când crestăturile sunt deschise.

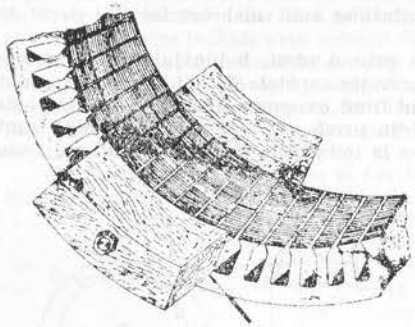


Fig. 83. Şablon ajutător pentru confecţionarea bobinajului, cu mâna, în etaje.

Bobinajul cu conductori îngropaţi se execută ca în fig. 84, în felul următor.

Sârma se bobinează sumar pe un şablon în formă de trapez sau de dreptunghi (fig. 85); apoi bobina se introduce în crestătură fir cu fir (fig. 84). După aceea, capetele de bobină se izolează cu o grijă deosebită, în special când între două bobine consecutive poate fi întreaga tensiune a maşinii. Bobinajul cu bobine trapezoidale sau dreptunghiulare se aseamănă mult, ca aspect, cu bobinajul în manta dela indusurile de curent continuu; îi lipseşte însă bucla caracteristică acestuia. Cu asemenea bobinaje se pot realiza capete de bobină mai scurte.

Bobinajele cu conductori îngropaţi sunt foarte des folosite la maşini mici şi mijlocii; uneori, şi la maşini mai mari.

Bobinajul cu conductori lipiţi se execută ca în fig. 86, 87 şi 88, în modul următor:

— bobina se execută pe şablon complect gata, se impregnează şi apoi se taie firele, ca în fig. 86;

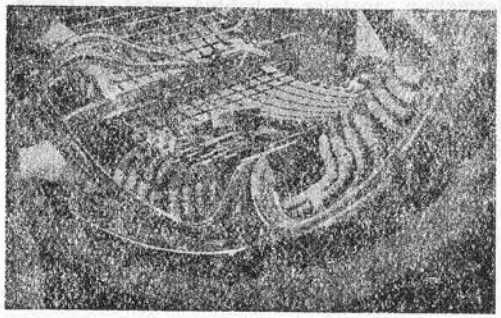


Fig. 84. Introducerea conductorilor în crestătură, la un bobinaj îngropat.

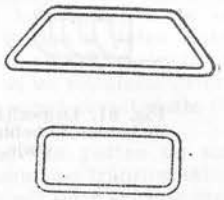


Fig. 85. Şabloane pentru bobine de şablon.

— capetele bobinei la partea tăiată se îndreaptă ca în fig. 87;
— se introduce bobina în crestăturile respective, pe la o parte, ca în fig. 88;
— se reface capul bobinei, lipindu-se conductor cu conductor.

Bobinajul ţesut se foloseşte rar, deoarece există pericol de scurtcircuit între spire. In crestătură se aşează teaca izolantă, în care se introduce un număr de vergele de oţel, egale cu diametrul sârmei de bobinaj, izolată, plus un joc de 0,1—0,2 mm (fig. 89).

Vergelele se retrag apoi progresiv, pe măsură ce se bobinează, trăgând vergeaua imediat înaintea sârmei care se introduce. Pentru a reduce frecarea, se poate

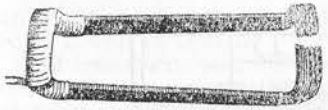


Fig. 86. Bobină împregnată şi tăiată, pentru introducerea în crestături.

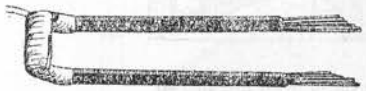


Fig. 87. Bobina din fig. 86, pregătită pentru introducerea în crestături.

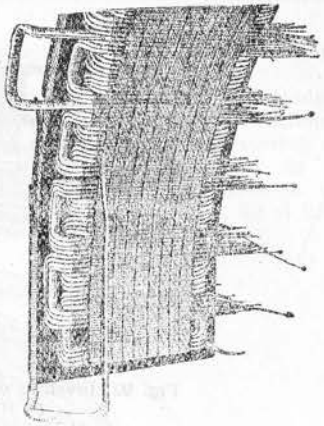


Fig. 88. Bobina din fig. 86, introdusă în crestătură.

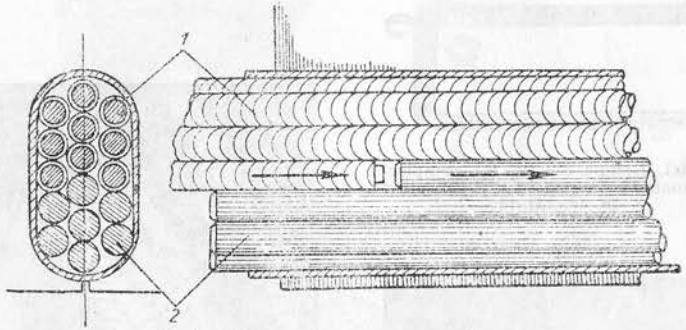


Fig. 89. Execuţia bobinajului ţesut:
1 — sârmă de cupru izolat; 2 — vergele de oţel.

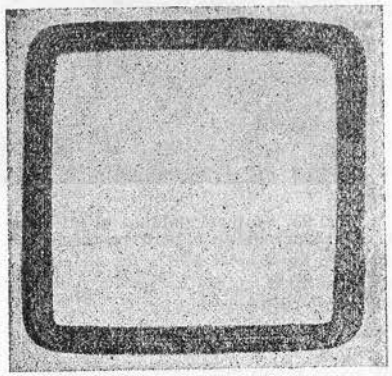


Fig. 90. Confecţionarea bobinei (operaţia I), pentru un generator de înaltă tensiune.

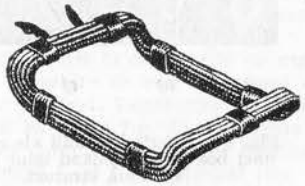


Fig. 91. Bobina din fig. 90, după executarea operaţiei II.

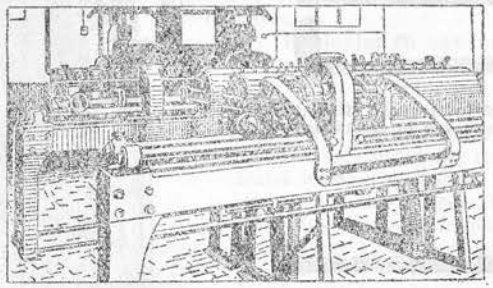


Fig. 92. Invelirea cu micanită a bobinei din fig. 90, pe o maşină specială.

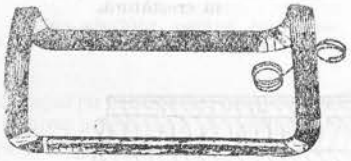
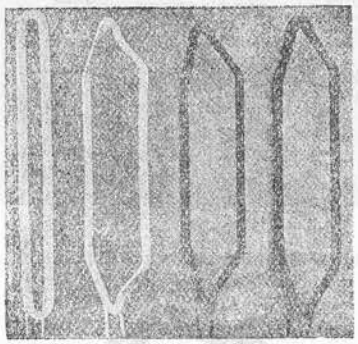


Fig. 93. Bobina din fig. 90, complect terminată, gata pentru a fi introdusă în crestătură.



a) b) c) d)

Fig. 94. Diferitele stadii ale execuţiei unei bobine aparţinând unui bobinaj în două straturi.

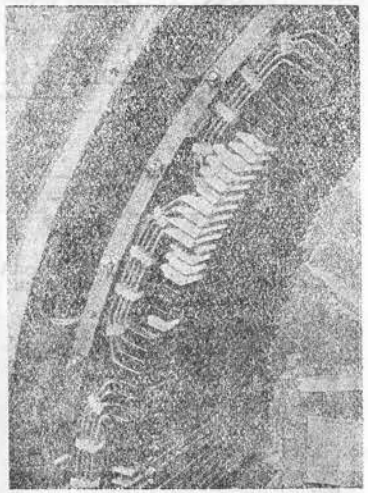


Fig. 95. Statorul bobinat al unei maşini sincrone cu o bară pe crestătură.

parafina izolaţia sârmei de bobinaj, însă nu exagerat, deoarece parafina împiedică aderarea lacului de izolaţie.

Dacă crestăturile sunt deschise, bobinele se execută afară şi se introduc apoi în crestătură. Metoda este identică cu cea a maşinilor de curent continuu şi se poate folosi cu izolaţia faţă de corp complect gata executată în exterior, sau cu izolaţia crestăturii făcută separat. De cele mai multe ori, şi anume, în special pentru maşini de tensiune puţin mai mare (dela 1 000 V în sus), izolaţia constă, deobicei, din micanită presată la cald pe bobina gata. Fig. 90, 91, 92 şi 93 arată cum decurg operaţiile de execuţie a bobinelor de acest fel.

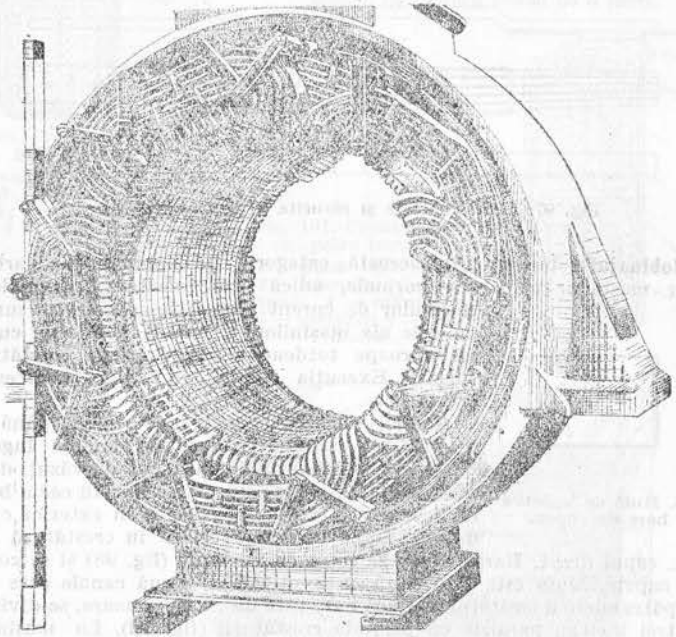


Fig. 96. Statorul unui turbogenerator cu 3 000 rot/min.

Bobinajul în două straturi se obţine cu bobine-trapez, care au forma din fig. 94, *a—d*, iar execuţia se face ca la bobinajul într'un strat, cu conductori îngropaţi. În cazul crestăturilor deschise, bobinajul se execută cu bobine complect prefabricate.

Bobinajul în bare nu diferă prea mult de cel descris la indusurile de curent continuu. La maşinile de curent alternativ, spre deosebire de cele de curent continuu, se foloseşte adeseori bobinajul cu bare într'un strat. Legăturile dintre bare se fac, în acest caz, cu coarde potrivite, tot din bare. In fig. 95 este reprezentată o maşină executată în acest fel. Tot acestei categorii îi aparţin bobinajele statorilor turbogeneratorilor foarte mari, cu o singură bară pe crestătură (fig. 96). Turbogeneratorii mai mici decât circa 20 000 kVA se execută cu două bare pe crestătură.

La maşinile pentru curenţi intenşi, barele nu se mai execută masive, din cauza pierderilor suplimentare ridicate, ci se subdivid într'o serie de lamele legate paralel, însă izolate între ele. In crestătură, lamelele sunt răsucite. O astfel de bară lamelată şi răsucită este reprezentată în fig. 97, *a* şi *b*.

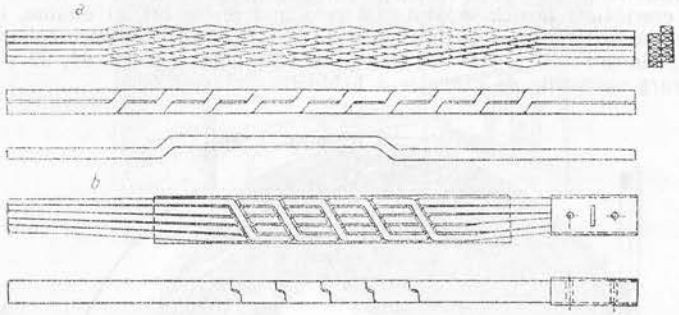


Fig. 97. Bare lamelate şi răsucite pentru curenţi intenşi.

24. Bobinajul rotorilor. Din această categorie de bobinaje fac parte cele ale rotorilor maşinilor asincrone normale, adică fără colector. Bobinajele rotorilor maşinilor de curent alternativ cu colector sunt identice cu cele ale maşinilor de curent continuu, cu diferenţa că aproape totdeauna ele prezintă crestături semiînchise. Execuţia trebue deci adaptată acestui fel de crestături.

Fig. 98. Mufă de legătură între bare de cupru.

Rotorii maşinilor asincrone mici, până la circa 20—25 kW, sunt deobicei cu bobine îngropate, pe când ai maşinilor mai mari sunt prevăzuţi deobicei cu bobinaje în bare, în două straturi. In cazul bobinajului într'un strat, barele se execută în exterior cu capetele drepte. După introducerea lor în crestătură se îndoaie potrivit, capul drept. Barele se leagă între ele cu mufe (fig. 98) şi se cositoresc la ambele capete. Mufa este prevăzută cu unul sau cu două canale care să asigure o bună pătrundere a cositorului. Dacă bara este de secţiune mare, se divide în două sau în trei lamele, paralele cu peretele crestăturii (fig. 99). La maşini mijlocii, dacă într'un strat se pun două sau trei bare, acestea se vor executa cu o buclă într'o parte şi cu lipituri pe cealaltă parte (fig. 100). O situaţie similară s'a constatat şi la maşinile de curent continuu (v. fig. 68). Introducerea barelor în crestătură se poate face pe sus, prin fantă; din această cauză, crestătura are fanta aşezată într'o parte (fig. 101). Lipiturile se pot executa prin cufundarea în cositor topit a capului de bară (fig. 102). După această operaţie se impune, pentru siguranţă, să se verifice lipitura cu lipitură. La maşinile mai mari, barele se cositoresc, deobicei, la ambele capete. Introducerea lor în crestătură se face, pe cât posibil, tot prin fanta crestăturii; în cazul contrar, introducerea se face pe la un capăt al maşinii.

O categorie deosebită de toate celelalte bobinaje descrise până acum o formează bobinajul rotorilor pentru motoarele asincrone în colivie sau în dublă colivie. Acesta se poate executa în două moduri, după materialul folosit: cupru sau aluminiu. In cazul când se foloseşte cuprul, inelele de scurtcircuitare se solidarizează de barele coliviei prin sudură. In fig. 103, *a—g* sunt reprezentate diferite feluri de

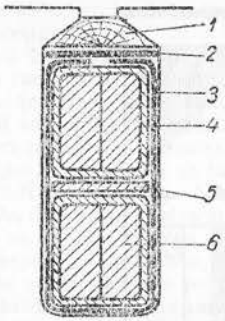


Fig. 99. Crestătură cu două bare divizate:
1 — pană de lemn; *2* — leteroid; *3* — preşpan; *4* — hârtie lăcuită; *5* — preşpan între straturi; *6* — conductor divizat.

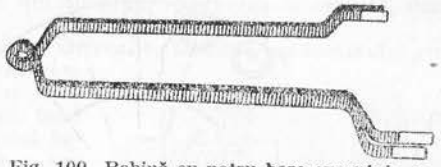


Fig. 100. Bobină cu patru bare executate pe şablon, cu lipitură numai pe o parte.

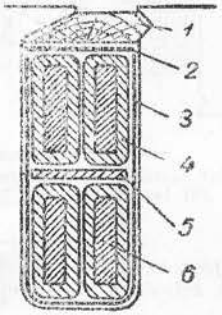


Fig. 101. Crestătură cu patru bare:
1 — pană de lemn; *2* — leteroid; *3* — preşpan; *4* — micanită; *5* — preşpan; *6* — conductor.

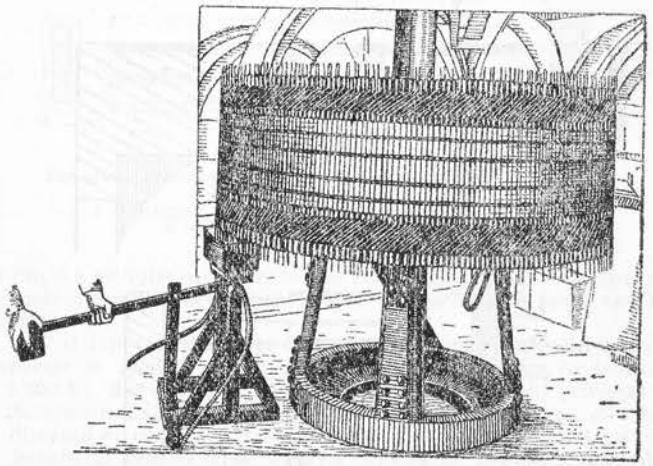


Fig. 102. Executarea lipiturilor la un bobinaj în bare, prin cufundare în baie de cositor.

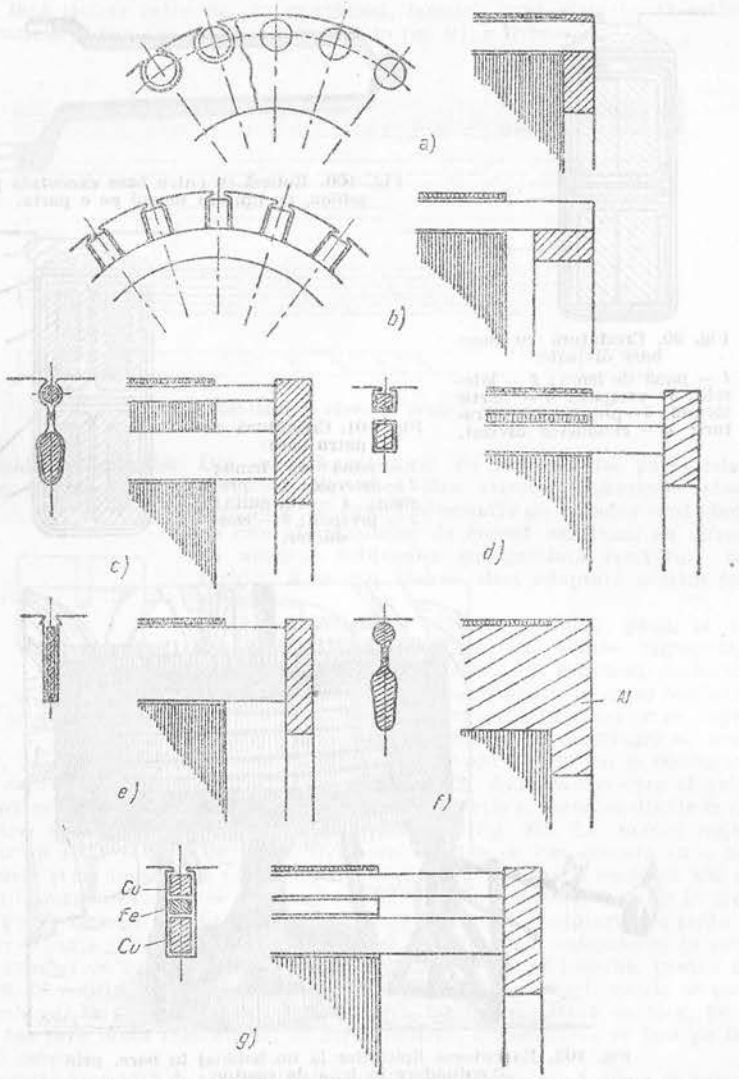


Fig. 103. Diferite forme şi feluri de rotori în colivie.

legătură între bare şi inele, la motoare în simplă sau în dublă colivie, cum şi la rotori în colivie cu bare înalte. La motoarele mai mici, întreaga colivie, inclusiv inelele de scurtcircuitare, se toarnă din aluminiu. Turnarea se execută, deobicei, sub presiune.

25. **Izolarea bobinajelor de curent alternativ.** Izolarea conductorului propriu-zis se face ca la maşinile de curent continuu. Izolarea între conductori se face ţinând seamă de tensiunea între ei. Sunt două modalităţi de izolare, după felul bobinajului: transversal ca în fig. 104, *a*, sau longitudinal ca în fig. 104, *b*.

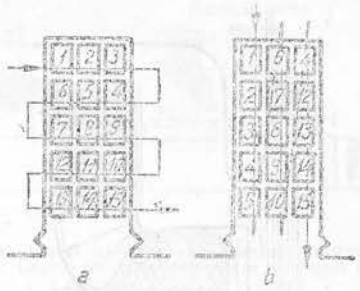


Fig. 104. Crestătură cu bobinaj transversal (*a*) sau longitudinal (*b*).

Dacă tensiunea între straturi depăşeşte 35 V, se va mai adăuga între ele o bandă de preşpan cu grosimea de 0,3—0,5 mm, care se continuă pe o porţiune şi la capul de bobină. Pentru maşinile de înaltă tensiune (peste 4 000 V incluziv), bobina de intrare se face întărită, izolaţia între spire alegându-se mai groasă. In fig. 105 se poate vedea cum se face trecerea progresivă în scară, dela izolarea tecii din crestătură, la izolarea capului de bobină.

Grosimea tecii din crestătură poate fi luată din tabela 11.

La toate bobinajele pentru tensiuni care depăşesc 4 000 V, trebue ca spaţiile goale dintre spire să fie umplute cu compound (asfalt), pentru a împiedica for-

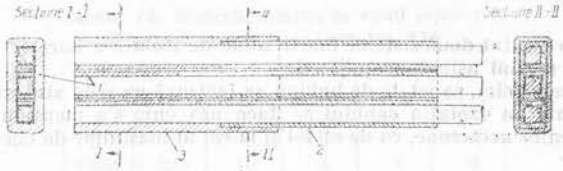


Fig. 105. Trecerea în scară dela teaca crestăturii la capul de bobină:
1 — preşpan intermediar; *2* — teaca crestăturii;
3 — învelişul capului de bobină.

marea ozonului şi a acidului azotic. Pentru a evita străpungeri între capul de bobină şi fier, este necesar ca izolarea capului să se petreacă peste teacă sau sub teacă (fig. 105 şi 106).

In fig. 107 şi 108 sunt indicate distanţele minime ale capului de bobină. Ele sunt de respectat în special la bobinajele maşinilor electrice de înaltă tensiune (minimum 3 000 V), dar pot fi micşorate când capul de bobină primeşte o izolaţie deosebită. Deasemenea, în cazul bobinajului în două straturi nu este necesar să se menţine distanţa *c*; ea trebue însă înlocuită cu o izolaţie întărită a capului de bobină. La bobinajul într'un strat, izolaţia capului de bobină se execută în mod obişnuit, astfel: până la 800 V, un strat de bandă de bumbac; dela 800—4 000 V, unul sau două straturi de bandă uleiată sau lăcuită şi un strat de bandă bumbac; dela 4 000—7 000 V, două-trei straturi de bandă uleiată şi un strat de bandă de bumbac. In cazul bobinajului în două straturi se mai adaugă unul sau două straturi de bandă uleiată. Toate aceste materiale au o grosime de circa 0,2 mm şi se aşează petrecute la jumătate. Fig. 109 reprezintă o secţiune printr'o crestătură, la o

maşină pentru 6 000 V. Bobinele au teaca de micanită cu grosime de 2,8 mm şi sunt asfaltate.

Izolarea rotorilor maşinilor asincrone este foarte asemănătoare cu a statorilor, în ce priveşte izolarea barelor sau a spirelor, ca se face ca şi la statori. In fig. 99

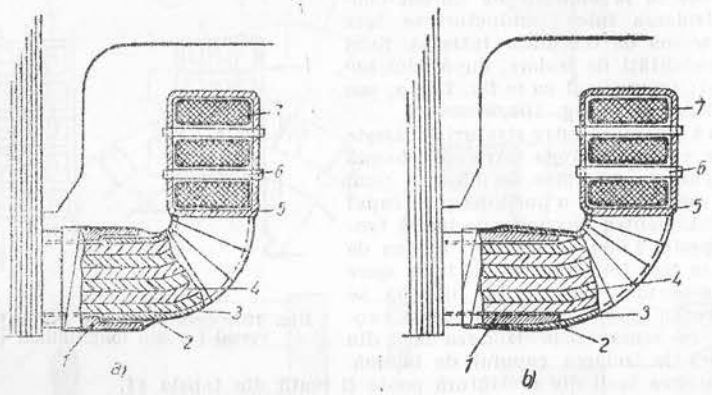


Fig. 106. Trecerea în scară dela teaca crestăturii la capul de bobină: *a* — izolarea capului sub teacă; *b* — izolarea capului peste teacă. *1* — teacă; *2* — bandă uleiată; *3* — bandă albă; *4* — izolaţia conductorului; *5* — sfoară; *6* — distanţier; *7* — mănunchiul de conductori.

şi 101 s'au reprezentat două sisteme foarte bune de izolare a barelor în crestătură la rotorii unor maşini asincrone mijlocii.

La motoarele mici, capetele de bobină se izolează ca şi la statori, iar trecerea dela teacă izolată la izolaţia capului se face aşa cum s'a menţionat la statori. La rotorii maşinilor asincrone, ca de altfel şi la cei al maşinilor de curent continuu,

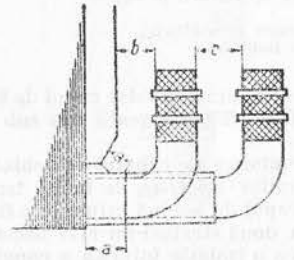


Fig. 107. Capul de bobină şi notaţiile necesare pentru diagrama din fig. 108.

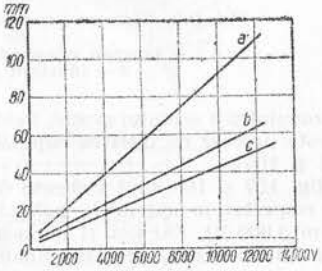


Fig. 108. Distanţele minime din fig. 107 în funcţie de tensiunea la borne.

spre deosebire de bobinajul statorului, trebue să se ţină seama că toate capetele de bobină sunt supuse forţelor centrifuge, care pot fi uneori foarte mari. Din această cauză, capetele de bobină trebue executate cu grijă şi bandajate.

Pentru maşini mai mici şi pentru cele care au în rotor bobinaj cu conductori subţiri, în special rotunzi, capetele de bobină se pot executa ca în fig. 110, *a* şi *b*.

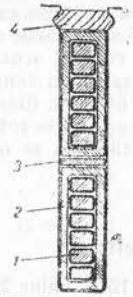


Fig. 109. Bobinaj în două straturi, executat în crestături deschise, pentru tensiunea nominală de 6 000 V: *1* — conductor de cupru izolat; *2* — teacă de micanită; *3* — preşpan; *4* — pană de lemn.

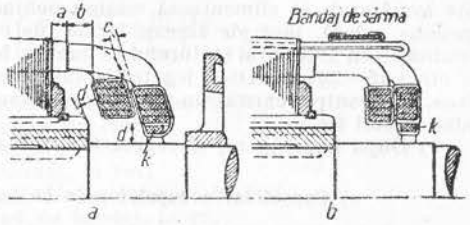


Fig. 110. *a*) Capul bobinei unui motor asincron mai mic. *b*) Capul bobinei unui motor asincron cu colector.

In ce priveşte diferitele distanţe care trebue respectate la bobinajele din fig. 110, acestea sunt indicate în tabela 14, în funcţie de tensiunea la borne a maşinii.

Tabela 14. Distanţe minim, în cazul capului de bobină executat conform fig. 110

Tensiunea, în V	a_{min}	b_{min}	c_{min}	d_{min}
Până la 120	10	8	6	6
121—220	12	10	8	6
221—380	15	12	10	8
380—800	20	15	12	10

26. **Incercările în timpul execuţiei.** Controlul unei bune execuţii a bobinajelor de curent alternativ se face, ca şi la cele de curent continuu, prin încercările interoperaţii (v. paragraful 22). Foarte multe încercări se execută în acelaşi mod ca la maşinile de curent continuu.

α) Incercarea de izolaţie între spire, la bobine gata executate pe şablon, se face în mod identic, folosind aceleaşi mijloace ca la încercările corespunzătoare în curent continuu (v. fig. 77)).

β) După ce bobinele au fost montate, se face din nou o încercare de izolaţie între spire, tot ca la curent continuu, folosind acelaşi transformator reprezentat în fig. 78. Bobinajele rotorilor maşinilor asincrone pot folosi chiar aceeaşi formă de transformator. Indusurile maşinilor sincrone şi statorul maşinilor asincrone au nevoie de un tranformator, identic în principiu cu cel reprezentat în fig. 78; picioarele acestuia trebue adaptate însă suprafeţei concave a interiorului statorului.

γ) După ce aceste încercări au fost făcute, şi înainte de executarea legăturilor între bobine, se face o încercare de izolaţie la masă a bobinajului, la fel ca încercarea descrisă la paragraful 22, punctul 3, la indusurile de curent continuu.

δ) Inainte de impregnare se face o încercare de verificare a legăturilor, dacă sunt realizate conform schemei de legături. Această încercare este importantă mai ales la maşinile polifazate, când, cu această ocazie, se stabileşte dacă bobinajul este astfel legat, încât să rezulte un câmp învârtitor. Incercarea se poate executa în multe feluri. La maşini mici şi mijlocii, un mijloc de verificare foarte comod este următorul: se alimentează maşina bobinată (satorul) cu rotorul scos, cu o tensiune redusă, însă de aceeaşi formă (de exemplu, tot trifazată) cu tensiunea nominală. In interiorul statorului se pune o bilă de fier sau de oţel, cu diametrul de circa 15—20 mm. Dacă legăturile sunt bine făcute, bila începe să se rotească. Dacă, din contra, există un scurtcircuit sau o legătură greşită, bila se opreşte chiar în acel loc.

ε) După impregnare, se repetă încercarea dela punctul γ.

e) Consolidarea capetelor de bobină la bobinajele rotorice

27. **Generalităţi.** Până la o viteză periferică a rotorului de 15 şi chiar 20 m/s nu este necesară o consolidare specială a capetelor de bobină. Este suficientă legarea lor între ele, cu bandă Keeper (numirea sovietică a benzii de bumbac mai groase, cu fibrele în diagonală).

Dacă viteza periferică a rotorului depăşeşte 20—30 m/s, consolidarea capetelor se face tot ca în fig. 110, însă sub bobină se mai adaugă încă un inel de consolidare din fier sau ghetinax (k), legându-se de bobine cu bandaje solide de sfoară tresată (răsucită).

Peste această viteză, se recomandă să se folosească bandaje de sârmă de oţel cositorită. La maşini asincrone cu colector, la care în rotor se foloseşte adesea tot sârmă rotundă, capetele de bobină trebue aduse paralel cu axul maşinii, pentru a face posibilă plasarea sigură a bandajului. Deasemenea, inelul k se pune pentru sprijinirea bobinajului în timpul bandajării şi pentru a împiedica deformarea capului de bobină.

28. **Bandajarea.** Bandajarea constitue cel mai utilizat mijloc pentru consolidarea capetelor de bobine la rotorii cu viteza periferică peste 30 m/s şi chiar mai puţin. Bandajele prezintă desavantajul că sunt sediul unor curenţi turbionari (Foucault); ele trebue aşezate astfel, încât să împiedice cât mai puţin ventilaţia. Dimensionarea se face ţinând seamă de:

pierderile şi încălzirea lor;

eforturile mecanice datorite forţelor centrifuge.

Pierderile sunt cauzate de curentul transversal şi de curentul longitudinal prin bandaje.

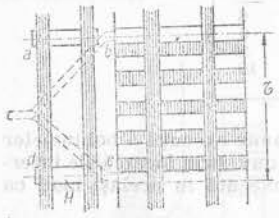


Fig. 111. Producerea curenţilor turbionari în bandaje, la maşini de curent continuu.

Curentul transversal este independent de permeabilitatea materialului de bandaje, iar cel longitudinal prezintă importanţă când materialul este magnetic şi este mai redus când spirele nu sunt izolate între ele. Din această cauză, spirele se cositoresc bine între ele. La motoare asincrone, pierderile sunt cele mai mari la pornire şi la oprire. Bandajele motoarelor asincrone cu reglaj de viteză trebue studiate cu atenţie. La maşini de curent continuu, pierderile cele mai mari intervin la turaţiile cele mai înalte. La turbogeneratori, pierderile apar la încărcarea inegală a fazelor şi la fenomenele tranzitorii. In fig. 111 se poate vedea cum se produc în bandaje, la maşinile de curent continuu, curenţii (conturul a, b, c, d), care pot topi lipiturile.

Uneori la aceste maşini şi, în particular, la cele cu turaţia de 3 000 rot/min, este necesar să se bandajeze separat conductorii dela fundul crestăturii. Acest

lucru împiedică ventilaţia, ceeace a obligat pe mulţi constructori să întărească mult bandajul exterior, renunţând la cel interior, în care caz, carcasa se execută din două jumătăţi, deoarece rotorul nu mai încăpea în lumina respectivă a statorului.

Tehnica sovietică recomandă următoarea formulă pentru calculul pierderilor în bandaje:

$$P = 1{,}5\, Dm' \left(\frac{\alpha\, d}{2p\, t_c}\right)^{1{,}5} \left(\frac{n}{100}\right)^{1{,}8} l_b \left(\frac{B_\delta}{100}\right)^{1{,}5} \cdot 10^{-2},$$

în care:

P — reprezintă pierderile în bandaje, în W;
D — diametrul rotorului, în cm;
m' — numărul bandajelor;
$l_b = w \cdot d$ — lăţimea unui bandaj, în cm;
w — numărul spirelor într'un rând de bandaj;
d — diametrul sârmei de bandaj, în cm;
α — coeficientul de acoperire magnetic (lungimea totală a părţii acoperite de bandaj, raportată la lungimea rotorului);
n — turaţia, în rot/min;
B_δ — inducţia în intrefier, în gauşi
t_c — pasul crestăturii, în cm;
b_d — lăţimea dintelui în cm;
$2p$ — numărul de poli.

29. **Executarea constructivă a bandajelor.** Se deosebesc bandaje pe partea activă şi bandaje pe partea inactivă a rotorului. La maşini de curent continuu şi la comutatrice, bandajele se execută şi pe partea activă deoarece la acestea

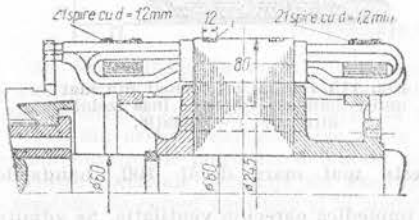


Fig. 112. Bandajarea pe partea activă şi exterioară a unui rotor de curent continuu.

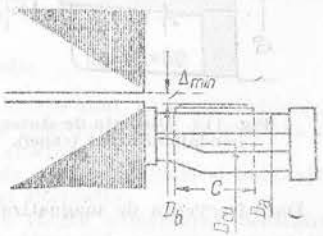


Fig. 113. Distanţele bandajului de stator.

intrefierul poate fi mai mare. Dacă, totuşi, intrefierul este sub 2,5 mm, bandajul se aşează într'o crestătură inelară, obţinută prin ştanţarea unui număr de tole, la un diametru mai mic (fig. 112). Se recomandă, după experienţa sovietică, ca lăţimea unui bandaj pe partea activă să nu depăşească 15—25 mm, iar lăţimile însumate să nu depăşească 25—30 % din lungimea rotorului. Lăţimea crestăturii inelare este dată în relaţia:

$$c = (w_1 + 1)\, d + 2k,$$

în care: w_1 este numărul spirelor dintr'un rând;
d — diametrul sârmei de bandaj;
k — joc egal cu 1 mm sau cu 1,5 mm, după cum $d \leqslant 1{,}5$ mm, sau $d > 1{,}5$ mm.

Sub bandaj se pune preşpan de 1 mm şi mică elastică de 0,3—0,5 mm. Diametrul exterior al bandajului trebuie să fie mai mic decât diametrul rotorului: distanţa dela bandaj la exterior (fig. 113) este dată în tabelă 15.

Tabela 15. Distanţele minime între bandaj şi diametrul interior al statorului maşinii

D_b mm	$2\Delta_{min}$ mm	D_b mm	$2\Delta_{min}$ mm
Până la 200	2	Până la 1 000	4,0
Până la 400	2,5	Peste 1 200	5,0
Până la 600	3,0	Peste 3 000	6,0
Până la 750	3,5	Peste 5 000	8,0

La viteze periferice mari (turbogeneratori, turbomotoare) se folosesc bandaje masive, numite şi *cape* (fig. 114). In acest caz, cu notaţiile din fig. 114 se ia

$$\Delta \leqslant \delta - (10 \ldots 15 \text{ mm});$$
$$\Delta \leqslant c - (5 \ldots 8 \text{ mm}).$$

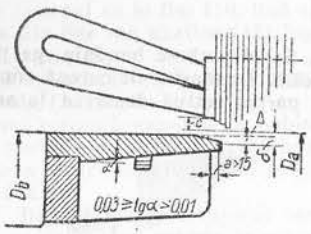


Fig. 114. Distanţa de stator a bandajului masiv (capei).

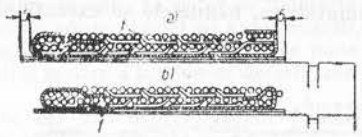


Fig. 115. Bandaj lat format din mai multe bandaje înguste, însă izolate între ele: *f* — izolaţie.

Dacă frecvenţa de magnetizare $\frac{pn}{60}$ este mai mare decât 100, bandajele se fac din material nemagnetic. Bandajele împiedică oarecum ventilaţia. Se admite că, în cazul bandajării cu materiale magnetice, se pierde 1/2 din suprafaţa radiantă respectivă, şi 1/3 dacă bandajarea se face cu material nemagnetic.

Pe părţile exterioare, lăţimea bandajului se poate lua până la 40—50 mm. Dacă prin calculul mecanic se indică necesitatea unui bandaj mai lat, acesta se subdivide în porţiuni de 40 mm. Dacă nu se dispune de loc, şi pentru a uşura ventilaţia, diferitele bandaje se pot aşeza alături, însă se izolează între ele cu mica-nită sau cu asbest (fig. 115).

Bandajarea se execută din sârmă de oţel cositorită, sau din bronz, cu diametrul < 3 mm, iar operaţia se efectuează astfel, încât sârma de oţel să fie în permanenţă întinsă cu următoarele tensiuni (după Moscovschi).

sârmă cu diametrul de 0,5 mm ..... 15 kg
sârmă cu diametrul de 0,8 mm ..... 40 kg
sârmă cu diametrul de 1 mm ..... 60 kg
sârmă cu diametrul de 1,5 mm ..... 120 kg
sârmă cu diametrul de 2 mm ..... 200 kg

Pentru dimensiuni intermediare se iau valori intermediare.

30. **Calculul mecanic al bandajelor.** Pe partea exterioară bandajele se calculează la acţiunea forţei centrifuge a capetelor de bobine şi a greutăţii proprii a bandajului. Numărul total de spire w_1 al bandajului se calculează cu formula:

$$\sum w_1 = \frac{1{,}27\, F_\omega}{d^2 (\sigma - \sigma_0)},$$

în care:

F_ω este efortul în bandaj, datorit forţelor centrifuge ale capetelor de bobină, în kg:

$$F_\omega = \frac{G_{Cu}\, D_{Cu}}{1{,}13} \left(\frac{n_{max}}{1\,000}\right)^2,$$

G_{Cu} — greutatea cuprului capetelor de bobine, în kg;
D_{Cu} — diametrul centrului de greutate al capetelor de bobine;
n_{max} — turaţia maximă;
d — diametrul sârmei pentru bandajare;
σ — 1/2 din rezistenţa admisibilă a sârmei de bandaj respective, deoarece se consideră că tensiunea iniţială de bandajare este circa 50% din cea admisibilă;
σ_0 — efortul în bandaj datorit greutăţii proprii în kg/mm²:

$$\sigma_0 = \gamma \frac{v^2_{max}}{1\,000},$$

γ — greutatea specifică a sârmei de bandaj;
v_{max} — viteza periferică a bandajului, în m/s.

f) Bobinaje de excitaţie

31. **Generalităţi.** In această categorie de bobinaje sunt cuprinse bobinajele de excitaţie alimentate de curent continuu, adică polii principali, la maşinile de curent continuu şi polii de excitaţie, la maşinile sincrone.

Tot din această categorie fac parte bobinajele polilor auxiliari şi bobinajele de compensaţie ale maşinilor de curent continuu şi alternativ.

Intre diferitele bobinaje de excitaţie trebue făcută următoarea deosebire: la maşinile de curent continuu şi la comutatrice, bobinajul de excitaţie este static, pe când la maşinile sincrone, el este mobil, şi deci supus forţelor centrifuge.

Bobinajele de excitaţie menţionate, cum şi cel al polilor de comutaţie, se execută aproape excluziv ca bobinaje concentrate. Face excepţie bobinajul de excitaţie al maşinilor sincrone cu poli înnecaţi, în particular al turbogeneratorilor, care se execută aproape în mod excluziv ca bobinaj repartizat.

Bobinajul de compensaţie este, deasemenea, executat aproape excluziv ca bobinaj repartizat, din necesitatea de a compensa, cât mai exact posibil, câmpul indus.

32. **Bobinaje de excitaţie fixe.**

α) *Excitaţia în derivaţie.* La maşini mici şi pentru un diametru de conductor până la 1,4 mm se poate folosi sârmă email, (izolată cu lac) cu dublă învelitură de bumbac, sau mai ales cu email bumbac, aşa cum fac constructorii sovietici.

In cazul când sârma este izolată cu lac, se va verifica dacă aceasta nu se poate disolva în solventul lacului de impregnare, în care caz lacul de impregnare se va schimba.

La maşini mai mari, peste circa 10 kW, pentru o mai bună folosire a spaţiului, se poate folosi, în loc de sârmă rotundă, sârmă pătrată sau dreptunghiulară, cu dublă învelitură de bumbac.

In timpul execuţiei bobinei, fiecare strat se vopseşte cu lac izolant şi între straturi se pune preşpan sau hârtie uleiată cu grosimea de 0,1—0,15 mm.

La maşinile mici, bobina se execută pe şablon şi se aşează direct pe pol, după ce în prealabil a fost legată cu bandă de bumbac. La maşinile mai mari, bobinele de excitaţie se execută tot pe şablon, însă în casete special confecţionate în acest scop, din preşpan, din pânză lăcuită sau chiar din metal, alamă sau fier (fig. 116). La maşinile mari, bobinele se execută aproape totdeauna în casete speciale de tablă de fier sau de alamă, bine căptuşite cu preşpan sau cu hârtie lăcuită. După confecţionare, toate bobinele se impregnează şi, dacă este la dispoziţie un bun compund, se şi compundează, după care se învelesc cu bandă de bumbac şi se acoperă

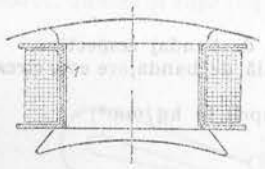


Fig. 116. Polul şi bobina de excitaţie în derivaţie, bobinată într'o casetă specială din hârtie lăcuită (*1*).

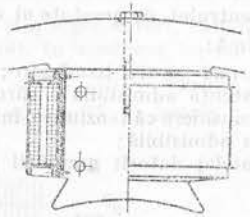


Fig. 117. Polul şi bobina de excitaţie în derivaţie cu canale în lungul bobinei.

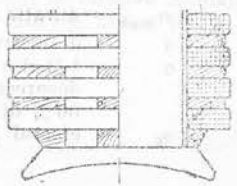


Fig. 118. Polul şi bobina de excitaţie în derivaţie cu canale în latul bobinei.

cu lac de acoperire; apoi, împreună cu caseta, se aşează pe pol. La maşinile care funcţionează în medii umede, ca, de exemplu, la motoarele de tramvai, acoperirea trebue să se facă după metoda sovietică, în mod repetat, cu bandă sau cu pânză lăcuită sau uleiată, după care se acoperă de fiecare dată cu lac de acoperire. Este bine ca grosimea bobinei să nu depăşească 4—5 cm, pentru a asigura trecerea căldurii din mijlocul bobinei către periferia atinsă de aerul de ventilaţie. In vederea unei bune răciri, de multe ori bobina se împarte prin canale în lungime sau în lăţime după direcţia aerului de ventilaţie. Fig. 117 şi 118 reprezintă astfel de cazuri.

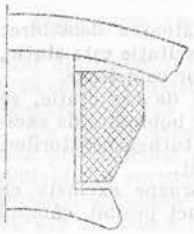


Fig. 119. Forma trapez a bobinei de excitaţie în derivaţie.

In privinţa compundajului, se atrage din nou atenţia asupra metodei sovietice Cerniac, descrisă în paragraful 15, punctul δ.

In plan, forma bobinei este potrivită formei polului şi anume, în secţiune bobina are de multe ori, forma de trapez (fig. 119) cu baza mică spre indus, pentru a face loc polului auxiliar. Dacă spaţiul disponibil este larg, bobina poate fi şi dreptunghiulară (v. fig. 116).

β) *Excitaţia serie şi mixtă.* La maşinile mici, excitaţia serie se execută din cupru rotund, iar la cele mari, din cupru pătrat, dreptunghiular, sau din cablu. Izolarea conductorului se face cu învelitură dublă din fir de bumbac, iar la cablu, cu învelitură şi împletitură de bumbac. La maşini mari se foloseşte şi cupru blanc, iar între spire se pune preşpan cu grosimea de 0,5—1 mm. In cazul excitaţiei compund, bobina serie se plasează

peste cea derivaţie, cu o izolaţie corespunzătoare între ele (fig. 120). Fig. 121 reprezintă o altă variantă a unei excitaţii mixte.

Pentru maşini şi curenţi mari, bobina serie se subdivide, pentru a micşora secţiunea de cupru; apoi diferitele grupe se leagă paralel. Repartiţia curentului în bobinele legate în paralel poate fi câteodată (în cazul curenţilor intenşi) foarte neuniformă; de aceea în acest caz toate contractele trebue să fie bine studiate şi executate, iar legăturile să fie repartizate cât mai simetric între căile de curent. Fig. 122 reprezintă o bobină de excitaţie mixtă a unei maşini mari.

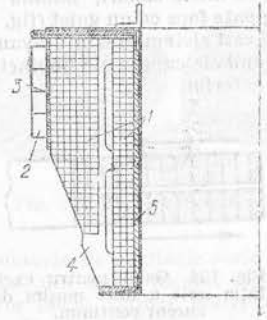


Fig. 120. Polul şi bobinajul unei maşini cu excitaţie mixtă. Spirele serie sunt plasate peste bobina derivaţie: *1* — bobinaj derivaţie; *2* — bobinaj serie; *3* — izolaţie din preşpan; *4* — distanţor din lemn; *5* — izolaţie din micanită.

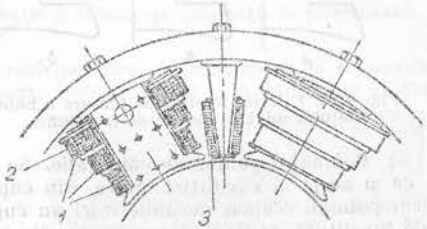


Fig. 121. Polul şi bobinajul unei maşini cu excitaţie mixtă. Bobina derivaţie este plasată sub bobina serie.

γ) *Bobinajele de excitaţie ale motoarelor de tracţiune.* La motoarele de tracţiune, în general, spaţiul disponibil al bobinajului inductor este foarte limitat; deaceea, bobina va trebui construită astfel încât să funcţioneze la temperaturi de regim destul de înalte. In acest scop se folosesc materiale de izolaţie ca micanită, micafoliu, asbest, iar bobina este bine impregnată cu un lac gliptalic (pentru a rezista la căldură şi pentru a proteja contra umezelii).

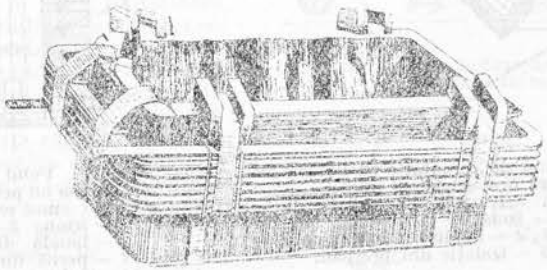


Fig. 122. Dispoziţia bobinei serie în jurul celei derivaţie la o maşină mai mare.

Compundarea după sistemul Cerniac poate da, în astfel de cazuri, rezultate foarte bune, deoarece, din cauza spaţiului redus, va trebui să se adapteze

bobinaje fără spaţii de ventilaţie. La motoarele de tracţiune cu bobinaje de excitaţie mixtă, aşa cum folosesc constructorii sovietici pentru troleibuse, se impune, tot din cauza spaţiului redus, una dintre dispoziţiile din fig. 123.

Este de menţionat deasemenea că, în unele cazuri, bobina serie se poate face ca un galet (fig. 124). Acest sistem prezintă avantajul că ambele capete ale bobinei sunt la exterior.

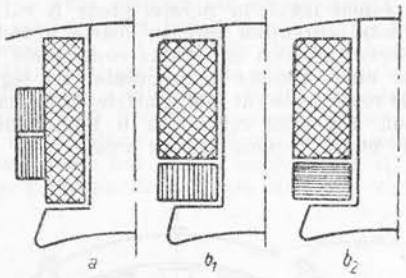


Fig. 123. Diferite moduri de plasare a bobinajului mixt la maşini de tracţiune.

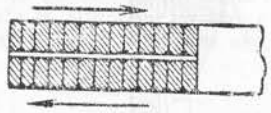


Fig. 124. Galet pentru excitaţia serie a unei maşini de curent continuu.

33. **Bobinajul polilor de comutaţie.** Se execută, ca şi bobinajul serie simplu sau ca şi acela al excitaţiei mixte, din cupru profilat îndoit, izolat şi aşezat pe miezul polului. Numai maşinile mici au cupru rotund. Izolaţia spirei se face din dublă învelitură de fir de bumbac sau din simplă învelitură şi o împletitură.

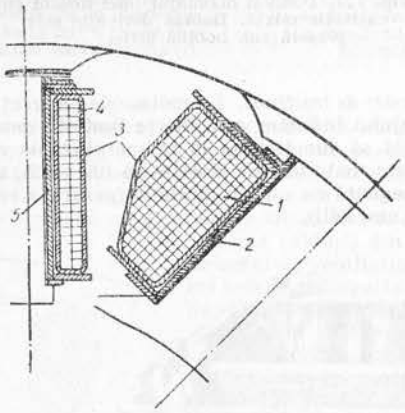


Fig. 125. Polul de comutaţie cu bobina lui pentru o maşină mai mică:
1 — bobină derivaţie; *2* — izolaţie din preşpan; *3* — izolaţie din bandă albă şi bandă lăcuită; *4* — bobina polului de comutaţie; *5* — izolaţie din preşpan.

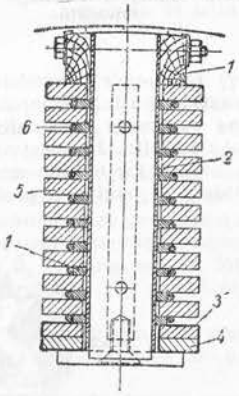


Fig. 126. Polul de comutaţie cu bobina lui pentru o maşină mai mare:
1 — lemn; *2* — preşpan; *3* — bandă de bumbac; *4* — pernă din preşpan; *5* — bobină; *6* — sfoară.

Deasemenea se mai poate folosi cupru blanc îndoit pe muchie sau pe lat, iar între spire, preşpan. Bobinele făcute din fir de cupru subţire, rotund sau pătrat, se învelesc cu bandă de bumbac sau cu bandă uleiată; apoi se impregnează şi se acoperă cu lac izolant. In cazul curenţilor mari, bobinele se grupează în paralel,

pentru a micşora dimensiunea conductorului. Fig. 125, 126, 127 şi 128 reprezintă diferite construcţii de bobine de comutaţie.

Bobinele polilor de comutaţie ale motoarelor de tracţiune se construesc, ca

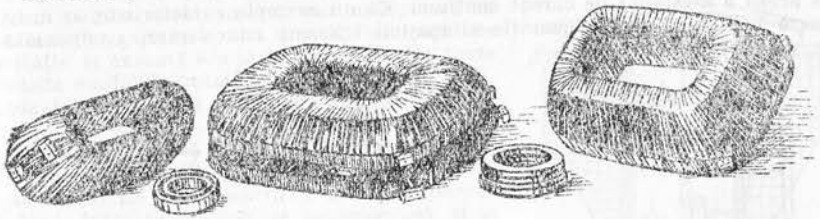


Fig. 127. Bobină de excitaţie în derivaţie şi bobina de comutaţie la maşini mici.

şi bobinele de excitaţie serie ale aceloraşi motoare, cu maximum de economie de spaţiu, din cauza locului disponibil foarte limitat. Ca şi la bobinele de excitaţie, se vor folosi numai materiale din clasa B.

34. **Bobinaje de compensaţie.** Spre deosebire de bobinajele exanate mai înainte, bobinajul de compensaţie nu se mai execută concentrat, ci repartizat.

Acest bobinaj se introduce în crestături anume prevăzute în polii principali. Crestaturile sunt complect închise. Se obişnueşte a se folosi conductori de cupru în bare, izolaţi cu bandă de bumbac petrecută la jumătate, iar crestătura are o teacă izolantă de preşpan sau de ghetinax cu grosimea de 1,5 mm. De foarte multe ori se foloseşte sistemul de a izola complect bara, iar crestătura să aibă numai o teacă protectoare de preşpan cu grosimea de 0,2—0,4 m. In acest caz, izolaţia barei se compune din micanită presată la cald pe bară, sau din hârtie bachelizată (ghetinax) presată pe bară. In fig. 129 sunt reprezentate câteva crestături, cu barele respective ale bobinajelor de compensaţie la maşini de curent continuu. Capetele de bobină, adică legăturile dintre bare, se execută aproape totdeauna în formă de coarde, care se complectează tot din bare de cupru de aceleaşi dimensiuni cu ale barei din crestătură, sau, uneori, de alte dimensiuni mai potrivite. Legăturile constituite din mufe cositorite de bare sunt reprezentate în fig. 130.

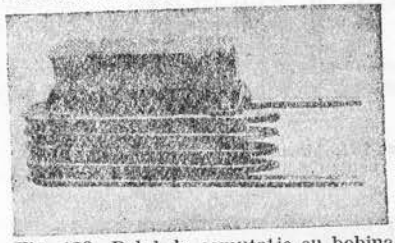


Fig. 128. Polul de comutaţie cu bobina pentru maşini mai mari.

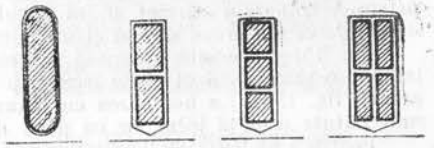


Fig. 129. Aşezarea bobinajului de compensaţie în crestătură.

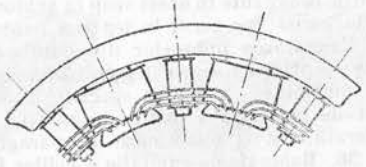


Fig. 130. Capetele de legătură între bare la bobinajul de compensaţie.

Tot în categoria acestor bobinaje trebue să se considere şi bobinajele de compensaţie ale maşinilor de curent alternativ cu colector. Maşinile ne mai fiind, de data aceasta, cu poli aparenţi, repartiţia bobinajului de compensaţie este diferită de aceea a maşinilor de curent continuu. Ca un exemplu caracteristic, se menţionează bobinajul de compensaţie al maşinii trifazate cu colector, compensată [1].

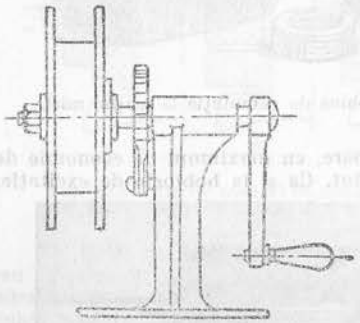


Fig. 131. Maşină de executat bobine pentru maşini electrice mici.

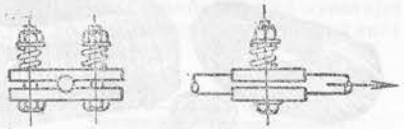


Fig. 132. Dispozitiv de frânat sârma.

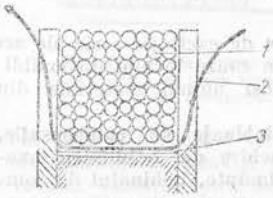


Fig. 133. Bobinarea pe şablon: *1* — bobină; *2* — bandă de bumbac; *3* — preşpan de 0,5 mm.

35. **Execuţia bobinelor de excitaţie.** Se face fie cu mâna fie cu maşini automate sau semiautomate. În principiu, toate dispozitivele de bobinat se compun dintr'un şablon pe care se înfăşură bobine, un sistem de antrenare a şablonului, un sistem de frânare a sârmei şi, în cazul maşinilor de bobinat, se mai adaugă un sistem de conducere a sârmei şi un numărător de rotaţii.

Fig. 131 reprezintă o maşină de bobinat cu mâna. Frânarea sârmei se obţine trecând-o între două plăci de lemn sau de fibră lustruită, strânse împreună prin arcuri (fig. 132). La bobinarea cu mâna, sârma este condusă manual, iar spirele sunt bătute uşor la locul lor cu pene de lemn.

Pentru a nu lovi izolaţia spirelor dela fund, înainte de bobinare se pun pe şablon, la fund, un strat sau două de benzi de preşpan cu grosimea de 0,5 mm (fig. 133).

Pentru a putea strânge (lega) bobina în mod provizoriu — când se scoate de pe şablon — înainte de începerea bobinării, se pun benzi de bumbac în deschizăturile prevăzute în acest scop în şablonul de bobinat. Când s'a terminat bobinarea, aceste benzi vor servi la legarea bobinei, pentru a o putea scoate de pe şablon.

Executarea bobinelor din cupru dreptunghiular îndoit pe muchie se deosebeşte esenţial de aceea descrisă mai sus, şi anume se face cu dispozitive potrivite sau, mai bine, cu maşini speciale. Executarea lor fiind identică cu aceea a bobinelor de excitaţie a polilor în rotaţie, la care această construcţie este totdeauna preferată, va fi examinată în paragraful următor.

36. **Bobinaje de excitaţie a polilor în rotaţie.** În această categorie trebue considerate bobinele de excitaţie ale maşinilor sincrone cu poli aparenţi şi cu poli înnecaţi (turbogeneratori). Aproape toate aceste bobinaje nu sunt supuse unei tensiuni

[1] Un studiu complect al acestui fel de bobinaj se găseşte în lucrarea savantului sovietic Costenco «*Maşini electrice*», partea II, Gosenergoizdat, Moscova—Leningrad, 1949.

mai înalte decât 220 V; deaceea, la construcţia lor trebue să se ţină seamă, mai ales, de considerente mecanice, din necesitatea de a rezista forţelor centrifuge.

α) *Maşini cu poli aparenţi.* Pentru maşini mici şi pentru unele maşini mai mari, însă cu tensiuni de excitaţie mai înalte, bobinajul de excitaţie se execută din sârmă rotundă. La toate celelalte maşini de puteri mijlocii (100—200 kW), bobinajul se execută din bandă de cupru dreptunghiulară, cu raportul laturilor de minimum 1:2, izolată cu dublă învelitură de fir de bumbac. Spirele se bobinează pe lat şi fiecare strat se vopseşte cu alb de zinc, pentru a uşura eliminarea căldurii. Intreaga bobină se impregnează şi se lăcueşte de câteva ori (fig. 134). Toate celelalte maşini mai mari, fie că au poli rotunzi sau dreptunghiulari, se bobinează cu bandă de cupru lat, îndoită pe muchie (fig. 135, 136 şi 137); lăţimea benzii de cupru poate fi de 15—100 mm, valoarea cea mare fiind pentru maşinile mari ale hidrocentralelor.

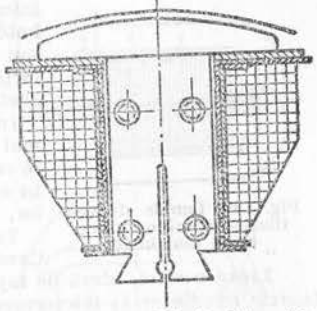


Fig. 134. Polul şi bobina din bandă de cupru a unei maşini sincrone mijlocii.

Spirele se izolează între ele cu preşpan, iar la temperaturi mai înalte se foloseşte micanită sau asbest. Grosimea izolaţiei poate fi de 0,15—0,5 mm. Bobinele

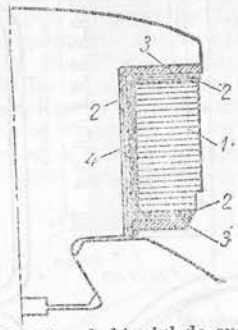


Fig. 135. Polul cu bobinajul de excitaţie al unei maşini sincrone mai mari. — bobină; *2* — preşpan; *3* — peretele superior şi inferior al casetei de fier; *4* — peretele lateral al casetei de fier.

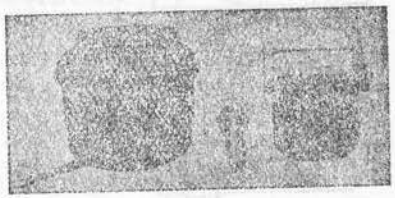


Fig. 136. Pol rotund cu bobină de excitaţie

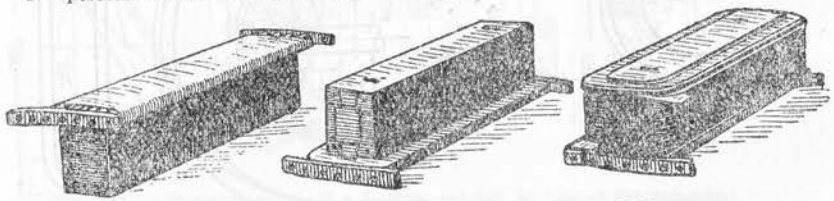


Fig. 137. Pol dreptunghiular cu bobină de excitaţie.

de excitaţie ale maşinilor sincrone cu poli aparenţi se execută, de foarte multe ori, în casete de tablă de fier cu grosimea de 2—3 mm, care se căptuşesc cu preşpan

sau cu hârtie lăcuită, sau, după caz, cu micanită sau cu asbest. Sistemul este reprezentat în întregime în fig. 135. Pentru a se evita ca, în timpul funcţionării, spirele să joace, operaţia de închidere a casetei se execută sub presă. In cazul când nu se foloseşte casetă, este necesar, în orice caz, ca între bobină şi piesa polară să se intercaleze o ramă de fier sau de alamă cu grosimea de 5—6 mm, pentru preluarea forţelor centrifuge. Ca izolaţie se intercalează un ghetinax cu grosimea de circa 5 mm.

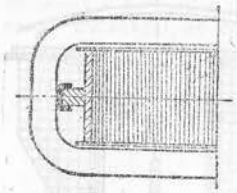


Fig. 138. Canale de ventilaţie la bobine inductoare mai lungi.

In cazul polilor lungi se obişnueşte să se facă bobina mai lungă decât polul, astfel încât între pol şi bobină să se creeze, la părţile frontale, nişte canale de ventilaţie. In acest caz nu se mai izolează părţile frontale ale polilor, ci numai piesele de distanţare (fig. 138).

Tehnica sovietică a îmbunătăţit acest fel de construcţii. Caseta nu se mai foloseşte decât în cazuri rare.

Lipsa casetei, afară de faptul că reduce preţul de cost, mai prezintă şi următoarele avantaje: 1) micşorează scăpările de flux între poli (în cazul când caseta

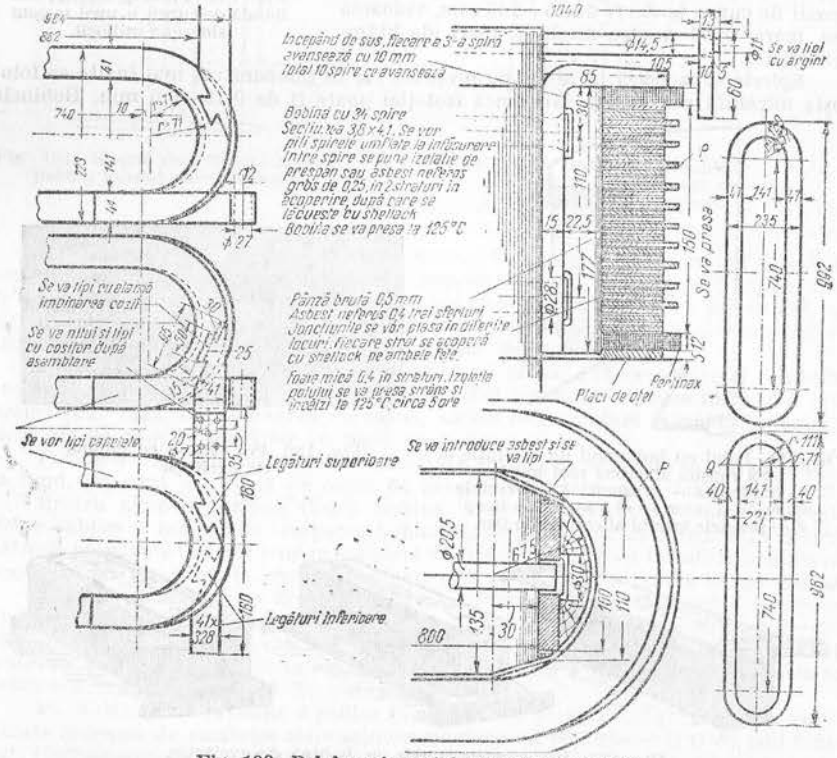


Fig. 139. Polul unei maşini sincrone mai mari.

este de fier); 2) măreşte posibilităţile de răcire ale bobinei. Construcţia este reprezentată în fig. 139, iar pentru execuţia ei se procedează în modul **următor:** cuprul

se îndoaie la forma definitivă, pe un şablon care este fixat deobicei pe o masă orizontală ce poate fi rotită cu ajutorul unui motor (masa poate să fie şi verticală). In timp ce masa se roteşte, bara este presată cu o rolă (fig. 140), astfel că ea va lua forma şablonului.

Pentru a evita deformarea barei, la îndoirea pe muchie ea este presată şi lateral de un disc. Strângerea barei pe şablon este asigurată printr'o frână formată din două plăci de cupru sau de lemn, strânse între ele cu buloane (fig. 140).

Există şi maşini complecte care efectuează automat sau semiautomat îndoirea barei pe şablon.

Inainte de această operaţie, bara se recoace, pentru a deveni mai moale.

Razele interioare pe care se îndoaie bara vor avea minimum lăţimea barei. După îndoire, bobina se scoate de pe şablon, se pileşte cuprul îngroşat la colţuri şi se presează, pentru îndreptarea spirelor. Eventual, înainte de presare, bobina poate fi recoaptă la circa 400°C pentru a înlesni şi a îmbunătăţi presarea. După aceste operaţii, spirele se izolează între ele cu două benzi de preşpan cu grosimea de 0,1—0,2 mm, astfel încât întreruperile uneia să fie acoperite de banda cealaltă. Benzile de preşpan sunt lipite de cupru şi între ele şi sunt uscate, sub presiune, la cuptor, astfel încât formează un bloc monolit. In felul acesta se montează pe corpul polului, pe care s'a prevăzut o izolaţie de micanită presată pe pol. Bobina este în permanenţă presată, în timpul funcţionării, de nişte arcuri spirale potrivite (fig. 141).

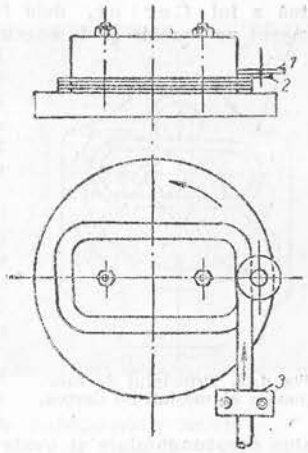


Fig. 140. Formarea bobinei inductoare din cupru lat îndoit pe muchie:
1 — disc; 2 — rolă; 3 — frână.

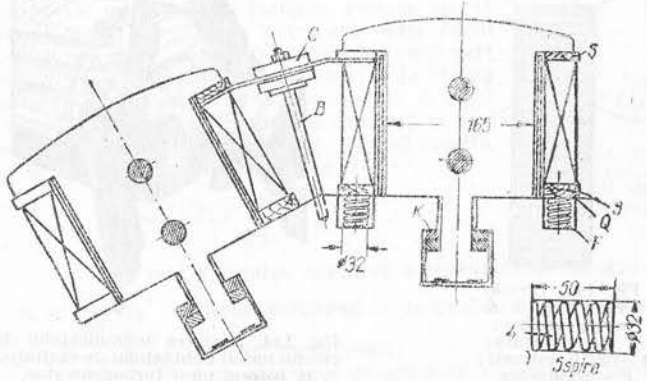


Fig. 141. — Presarea continuă a bobinei polului în timpul funcţionării:
B — tijă de fixare; *C* — piesă pentru fixarea legăturii între poli; *K* — pene de oţel opuse cu panta 1: 200; *F* — resort; *S* — pertinax; *Q* — placă din tablă.

Pentru a se evita scurtcircuitele între spire, bobina se acoperă, pe partea exterioară şi pe cea interioară, cu lac email cenuşiu, de acoperire. Experienţa a

confirmat în totul calităţile menţionate ale acestei construcţii, ea comportându-se ireproşabil în exploatare.

Este important să se menţioneze maşina semiautomată de construcţie sovietică a lui Certoc, dela fabrica «Electrosila» din Leningrad, pentru îndoit cuprul pe muchie şi de execuţie a bobinelor dreptunghiulare cu astfel de cupru. Faţă de alte construcţii de astfel de maşini, cea a lui Certoc este mult superioară. Principiul pe care se bazează este reprezentat în fig. 142, şi anume: angrenarea a două roţi dinţate, dintre care una rotundă normală (pinionul), iar cealaltă dreptunghiulară sau ovală.

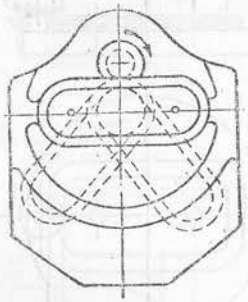


Fig. 142. Principiul de funcţionare al maşinii lui Certok.

Mişcarea acestei roţi este înlesnită de ghidaje potrivite. In felul acesta, înfăşurarea cuprului se face în mod absolut continuu şi nu cu întreruperi, ca la vechile maşini. Deasemenea, în felul acesta a fost posibilă şi o creştere de viteză a maşinii. Deasupra roţii dinţate dreptunghiulare este fixat şablonul dreptunghiular pe care se înfăşoară cuprul. Roata dinţată dreptunghiulară, executată din două bucăţi se poate lungi prin intercalare de părţi intermediare. Deasemenea, ea poate fi şi lăţită în acelaşi mod. Prin aceste adaptări se pot realiza, cu aceeaşi maşină, bobine dreptunghiulare şi ovale de dimensiuni diferite.

β) *Maşini cu poli înnecaţi.* La aceste maşini, bobinele se introduc în crestături deschise (fig. 143).

Bobinajul constă din benzi de cupru. Intre conductori se pun, ca izolaţie, benzi de micanită cu grosimea de 0,3 mm. Recent, a început să se folosească drept

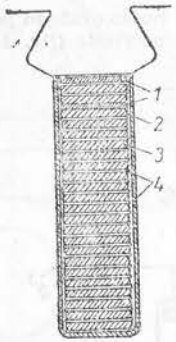


Fig. 143. Crestătura în rotor la un turbogenerator: *1, 4* — micanită; *2* — hârtie micanit; *3* — conductor.

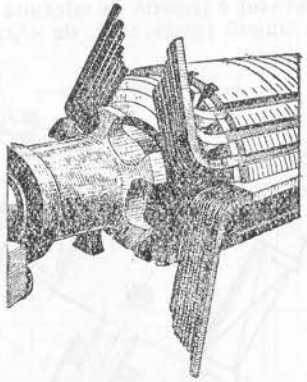


Fig. 144. Aşezarea mănunchiului de conductori al bobinajului de excitaţie, la rotorul unui turbogenerator.

izolaţie oxidul de aluminiu, care se aplică în benzi cu grosimea de 0,2 mm. Bobinele se execută separat, pe şabloane. La rotorii masivi, aceste bobine trebue introduse prin partea superioară a crestăturii (una câte una îngropate), sau, dacă trebue introdus întreg mănunchiul, acesta trebue despărţit de celălalt mănunchi, deoarece ambele nu pot fi introduse simultan, unghiul dintre crestături fiind prea mare. Spirele se complectează apoi prin lipire cu cositor (fig. 144).

Inainte de a se pune penele, bobinajul rotorului trebue presat în crestături. Acest lucru se execută foarte bine cu dispozitivul reprezentat în fig. 145. La rotorii cu dinţi aplicaţi, bobinele se fac complect afară, se aşează pe rotor la locul lor, iar dinţii se pun apoi pachet cu pachet.

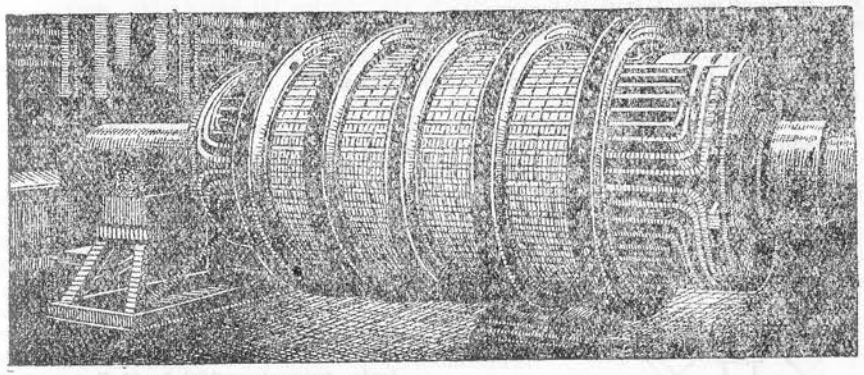


Fig. 145. Presarea bobinajului de excitaţie la un turbogenerator înainte de împănarea crestăturilor.

La turbogeneratori, capetele de bobină ale excitaţiei trebue special consolidate, ţinând seama de forţele centrifuge considerabile care se produc. Uneori se mai pot folosi şi aici bandaje de sârmă de oţel ca şi la maşinile de curent continuu sau ca la rotorii maşinilor asincrone. Bineînţeles, acestea trebue dimensionate în consecinţă. Mai adeseori însă, se folosesc nişte cape de oţel antimagnetic sau de bronz fosforos, care se aşează exact peste bobinaj. Capa este petrecută peste fierul rotorului şi pe ax astfel încât formează, un corp perfect rigid, iar dacă plasarea peste bobinaj este făcută cu presiune, va fi sigură o bună consolidare a capetelor de bobină. Calculul de rezistenţă al capei se face ţinând seamă de eforturile care se nasc. Efortul specific maxim σ_0 se calculează cu formula (fig. 146):

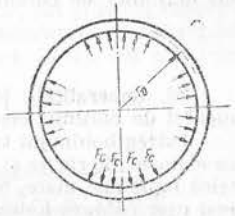


Fig. 146. Forţele în capele de consolidare ale bobinajului de excitaţie la turbogeneratoare.

$$\sigma_0 = \frac{\gamma \cdot v_0}{g} + \frac{\Sigma F_c}{2\pi \cdot S},$$

în care: γ este greutatea specifică a materialului capei;

$v_0 = \frac{2\pi n}{60} r_0$ — viteza periferică a centrului de greutate, în cm/s;

n — turaţia, în rot/min;

r_0 — raza centrului de greutate al secţiunii capei, în cm;

g — 981 cm/s²;

F_c — forţa centrifugă a capetelor de bobină;

S — suprafaţa secţiunii capei, în cm².

La maşinile cu doi poli, capa poate să nu mai fie perfect rotundă, deoarece forţele nefiind simetric repartizate, fac ca în capă să se nască momente încovoie-

toare. Este bine să se ţină seamă de acest lucru mărind valoarea rezistenţei cu un coeficient de siguranţă, care poate fi luat 1 . . . 5.

37. **Incercările bobinajelor de excitaţie.** Controlul bobinajelor concentrate pentru poli aparenţi constă în următoarele verificări:

1) verificarea izolaţiei între spire;
2) verificarea izolaţiei la corp;
3) verificarea justei legări a bobinajelor între ele.

1. Verificarea izolaţiei între spire se face tot în felul descris în paragraful 22, şi anume cu ajutorul unui transformator (v. fig. 77). Această verificare se face înainte de introducerea bobinei pe pol.

2. După montarea bobinelor pe poli se face încercarea de străpungere, cu o tensiune alternativă de 50 Hz, în modul expus în paragraful 22.

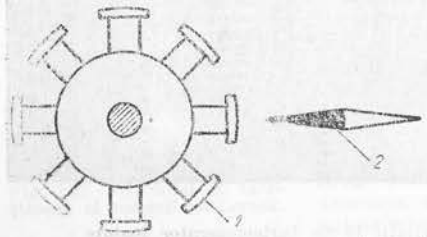


Fig. 147. Incercarea de verificare a legăturilor între poli:
1 — roată polară; 2 — ac magnetic.

3. Verificarea justei legări a bobinelor între ele se face în modul arătat în fig. 147: se pune rotorul cu axul pe două capre, astfel încât acesta să poată fi rotit foarte încet. Se alimentează ansamblul polar în curent continuu de o intensitate mai mică decât cea nominală. Apoi se ia un ac magnetic sau o busolă în faţa căreia se învârteşte rotorul, astfel încât fiecare pol va trebui să treacă prin faţa acului magnetic. Dacă legăturile sunt bine făcute, la fiecare trecere acul va face o rotaţie de 180°. In loc de a face polii să treacă prin faţa acului, se poate plimba acul în dreptul polilor. Această variantă este folosită la carcasele cu poli ale maşinilor de curent continuu.

g) Bobinajul transformatorilor

38. **Generalităţi.** Prin construcţia lor, transformatorii se deosebesc fundamental de maşinile electrice rotative, deoarece nu au părţi în mişcare.

Intreg bobinajul transformatorilor fiind imobil, este posibilă folosirea uleiului ca element de răcire şi de izolare. Uleiul are, în raport cu aerul, o rigiditate dielectrică mult mai mare, o capacitate calorică mai mare şi poate transporta deci mult mai uşor căldura bobinajului către pereţii cuvei.

La izolarea bobinajului transformatorilor în ulei se folosesc numai materiale stabile în ulei, în special hârtia, bumbacul, preşpanul, etc. Este de dorit ca materialul izolant să nu aibă o permitivitate prea diferită de cifra 2,1, corespunzătoare uleiului de transformator. Rigiditatea dielectrică a uleiului de transformator bun de folosit este de circa 10 000 V/mm. Materialele menţionate mai sus au în ulei o rigiditate dielectrică mărită, şi anume:

patru straturi de hârtie a 0,15 mm grosime		31 000 V;
preşpan cu grosimea de 1 mm		30 000 V;
dublă învelitură cu fir de bumbac cu grosimea de 0,2 mm pe rază	1 300 —	2 000 V;
triplă învelitură cu fir de bumbac cu grosimea de 0,3 mm pe rază	2 500 —	3 500 V;
bandă de bumbac cu grosimea de 0,15 mm petrecută la jumătate	2 900 —	3 500 V;

Bobinajul transformatorilor se execută ca bobinaj concentrat. Se deosebesc bobinajul concentric şi bobinajul suprapus, numit adeseori, în mod impropriu,

bobinaj în galeţi. La cel concentric (fig. 148), către fier se pune deobicei bobinajul de joasă tensiune, deoarece este mai uşor de izolat. Uneori acesta se împarte în doi cilindri concentrici, între care se plasează bobinajul de înaltă tensiune (fig. 149). Acest fel de bobinaj se numeşte, deobicei, bobinaj biconcentric. La bobinajul suprapus, atât bobinajul primar, cât şi cel secundar, sunt împărţite într'o serie de galeţi, care se aşează unul peste altul, în mod alternat (fig. 150). Prin această

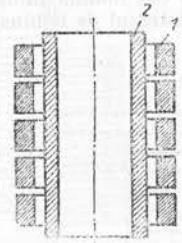


Fig. 148. Bobinaj concentric:
1 — bobinaj de înaltă tensiune; 2 — bobinaj de joasă tensiune.

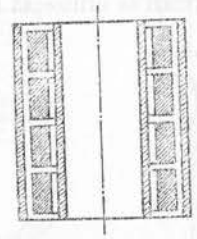


Fig. 149. Bobinaj biconcentric.

Fig. 150. Bobinaj suprapus.

intercalare se reduc foarte mult scăpările de flux. Galeţii dela capăt, care sunt aproape totdeauna de joasă tensiune, au numai jumătate din numărul spirelor celorlalţi galeţi de joasă tensiune.

39. **Executarea bobinelor.** Atât la bobinajul concentric, cât şi la cel suprapus, bobinajul primar şi cel secundar se compun din bobine elementare, numite galeţi. Aceştia sunt formaţi din spire aşezate în mai multe straturi. In fig. 151 este repre-

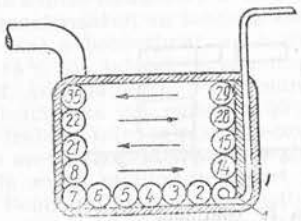


Fig. 151. Bobină elementară pentru transformator:
1 — început.

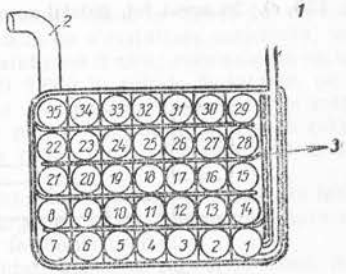


Fig. 152. Bobină pentru transformatori mijlocii:
1 — începutul; 2 — sfârşitul;
3 — izolaţie între straturi din preşpan.

zentată o bobină elementară, formată din cinci straturi, fiecare strat fiind compus din şapte spire. Trecerile dela un strat la altul se află între spirele notate cu 7 şi 8, 14 şi 15, etc. Aceste treceri măresc lăţimea bobinei aproximativ cu dimensiunea unei spire. Tot în fig. 151 se poate vedea că între spirele 1 şi 14, 8 şi 21,

etc, există o tensiune de 14 ori mai înaltă decât între spirele vecine 1 şi 2, 2 şi 3, etc., deaceea, la transformatori mai mari (peste 160 kVA), între straturi se pune o bandă de preşpan de 0,20—0,5 mm, îndoită la margine (fig. 152).

Bobinele de tipul celor din fig. 151 şi 152 prezintă desavantajul că necesită o trecere complicată pentru capătul inferior al bobinei. Din acest motiv, la transformatorii mai importanţi (peste 160 kVA) se obişnueşte să se folosească bobine jumelate (fig. 153). La transformatorii mai mari, peste 500 kVA, în loc de fir rotund se foloseşte bandă de cupru dreptunghiulară, în care caz bobina jumelată capătă aspectul din fig. 154. Astăzi se utilizează foarte des sistemul de bobinaj cu

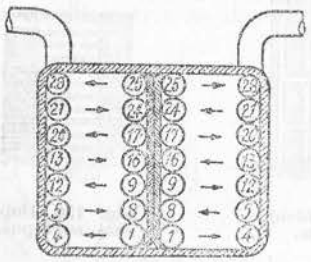


Fig. 153. Bobină jumelată pentru transformatori.

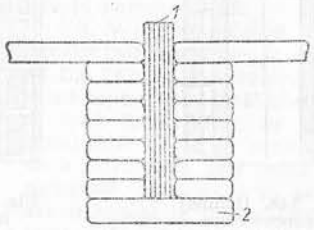


Fig. 154. Bobină jumelată pentru transformatori mai mari (peste 500 kVA): *1* — distanţor; *2* — trecere.

fir continuu, cum se foloseşte în U.R.S.S. Acest fel de bobinaj este executat toţ în galeţi, însă fără nicio întrerupere, de unde şi numele de bobinaj cu fir continuu. Caracteristică, la aceste bobinaje, este execuţia galeţilor, care au începutul la partea superioară şi care se fac ca în fig. 155. Galetul se execută în mod normal de jos în sus (fig. 155, *a*), apoi el se desface (fig. 155, *b*) şi, în sfârşit, se aşează invers (fig. 155, *c*). In acest fel, galeţii se execută în continuare, fără niciun fel de între-

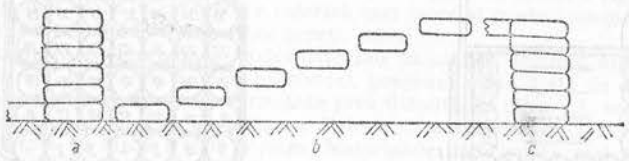


Fig. 155. Execuţia bobinajului cu fir continuu.

rupere. Pentru bobinaje de joasă tensiune, care au puţine spire, bobinajul de pe coloană se compune dintr'un singur rând de spire (fig. 156). Este bine să nu se folosească conductori mai groşi decât 60—70 mm², cum recomandă constructorii sovietici, adică, pentru curenţi mai importanţi, se vor lua mai mulţi conductori în paralel, izolaţi între ei. Aceştia se bobinează împreună, răsucindu-se în mod potrivit, astfel încât toţi conductorii să ocupe în câmp aceleaşi poziţii. In felul acesta se evită pierderile suplimentare în cupru şi în acelaşi timp, execuţia unei astfel de bobine, formată din conductori relativ subţiri, este foarte comodă. In

fig. 157 este reprezentată o astfel de bobină, cu un conductor format din trei fire în paralel şi răsucite. Constructorii sovietici utilizează chiar până la 60 de fire în paralel.

40. **Izolarea bobinajului.** Până la o secţiune de circa 8 mm² se folosesc conductori rotunzi, iar peste această dimensiune, conductori dreptunghiulari. Se recomandă să se izoleze conductorii care au peste 20 mm² cu o dublă învelitură de fir

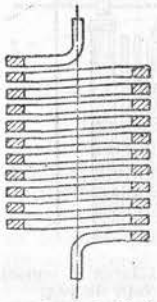


Fig. 156. O bobină de joasă tensiune spiralată pe toată înălţimea transformatorului.

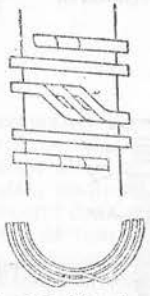


Fig. 157. Răsucirea conductorilor legaţi paralel.

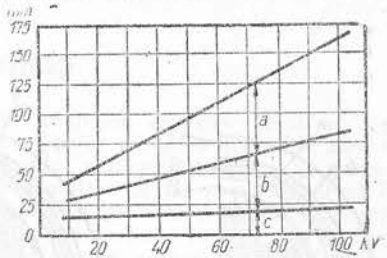


Fig. 158. Spaţiile minime la un transformator în ulei:
a—distanţa dintre bobinaj şi piesele metalice apropiate în funcţie de tensiunea înaltă;
b—distanţa dintre bobinajul de înaltă şi joasă tensiune în funcţie de tensiunea înaltă;
c)—distanţa dintre bobinajul de joasă tensiune şi miez în funcţie de tensiunea înaltă.

de bumbac şi cu o împletitură de bumbac BBT, după STAS 541-49 (v. tabela 12). Conductorii izolaţi cu hârtie sunt din ce în ce mai des folosiţi. In U.R.S.S., se foloseşte aproape excluziv acest fel de izolaţii (v. paragraful 12). Avantajele hârtiei ca izolant în ulei sunt bine cunoscute. Intre straturi se pune şi câte o foaie de preşpan (v. fig. 152).

Diferitele bobine elementare se leagă cu bandă albă, se usucă la cuptor şi se impregnează cu un lac de bachelită pentru a le da o rigiditate suficientă. Intre aceste bobine elementare se lasă un spaţiu de minimum 3 mm, care asigură răcirea. La transformatori cu tensiune mai înaltă decât 3 000 V, spirele de intrare, pe fiecare fază a bobinajului, au o izolaţie întărită. Se consideră ca spire de intrare 14—15% din totalul spirelor de fază; 7% se pun la un capăt şi 7% la celălalt capăt. Izolaţia dintre aceste spire se întăreşte astfel, încât să reziste la tensiunea nominală, sau cel puţin la 50% din ea.

Izolarea între primar şi secundar şi a ambilor faţă de corp se realizează lăsând între aceste elemente spaţii de ulei suficient de mari. In fig. 158 se vede care sunt aceste spaţii minime în raport cu valoarea tensiunii înalte.

Bobinajul trebue bine susţinut şi consolidat, deoarece numai în acest fel el va putea rezista eforturilor electromagnetice. Acest lucru se realizează cu piese de distanţă potrivite şi cu tuburi de preşpan, sau de ghetinax. In fig. 159 se poate vedea o dispoziţie foarte des folosită, iar în fig. 160, izolarea şi consolidarea faţă de jug.

Execuţia bobinajelor la transformatori se face, în principiu, ca a oricărui bobinaj concentrat. Bobina elementară se execută pe o maşină de felul celei reprezentate în fig. 131, iar montarea bobinelor se face cu grijă, respectând dispoziţia constructivă aleasă. Pentru bobinajele cu fir continuu se folosesc, drept şabloane, cilindri de lemn sau de aluminiu, care se aşează pe maşini puternice de bobinat, care pot strânge bine conductorii.

41. Încercările în timpul execuţiei. Aceste încercări se reduc la verificarea izolaţiei între spire, care se execută pe transformatori similari celor din fig. 77. Spre deosebire de celelalte maşini electrice, această încercare are o importanţă mai mare, în special la bobinele de intrare. Pentru a putea realiza o tensiune de încercare între spire de circa 10—20 ori mai mare decât cea care există în funcţionarea

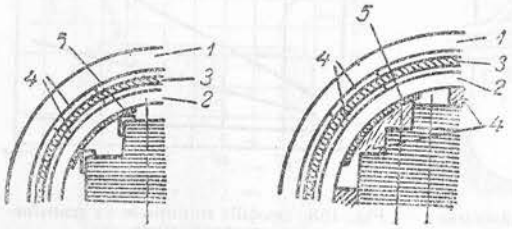


Fig. 159. Dispoziţie de izolare la bobinaje concentrice: *1* — bobinaj de înaltă tensiune; *2* — bobinaj de joasă tensiune; *3* — tub izolant; *4* — piesă de distanţă din pertinax sau preşpan; *5* — preşpan.

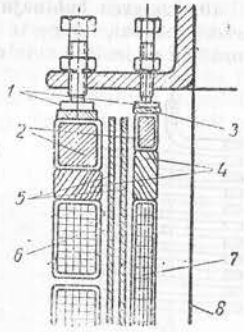


Fig. 160. Izolarea şi consolidarea faţă de jug: *1* — placă de fier; *2* — inel din fier izolat; *3* — pertinax; *4* — lemn; *5* — cilindru din preşpan; *6* — bobinaj de înaltă tensiune; *7* — bobinaj de joasă tensiune; *8* — miezul magnetic.

normală, este neapărat necesară folosirea frecvenţelor de ordinul a 500—1 000 Hz, cum s'a menţionat în paragraful 21, fig. 77.

X. CONSTRUCŢIA MAŞINILOR ELECTRICE

A. Generalităţi

1. Consideraţii introductive. Construcţia maşinilor electrice rotative, fiind condiţionată de mişcarea de rotaţie, impune acestor maşini o dispoziţie care are contingenţe cu construcţia altor maşini rotative, cum sunt turbinele şi pompele centrifuge. Ca şi acestea, maşinile electrice rotative de tip normal cuprind din punct de vedere constructiv două organe principale, pe a căror deplasare relativă se bazează principiul lor de funcţionare: un organ mobil — rotorul — şi un organ fix — statorul. Forma şi construcţia acestor organe, cum şi ale elementelor de fixare, sprijin şi transmisie a mişcării (arbore, lagăre, scuturi, carcase) sunt condiţionate de mişcarea de rotaţie.

Dimpotrivă, construcţia transformatorilor statici, fiind bazată pe lipsa totală de organe în mişcare, este complect diferită de aceea a maşinilor rotative.

In consecinţă, deşi din punct de vedere funcţional, la amândouă aceste categorii de maşini există aceleaşi organe electrice principale (circuit magnetic, circuite electrice primar şi secundar) şi aceleaşi probleme (pierderi, procese de răcire, etc.), soluţiile constructive la care se ajunge sunt radical diferite. Există mai multe feluri de maşini electrice rotative, care diferă între ele după principiul de funcţionare: maşini asincrone, maşini sincrone, maşini de curent continuu, maşini de curent alternativ cu colector, etc. Pe de altă parte, dată fiind diversitatea utilizărilor maşinilor electrice rotative în diferite domenii din practica industrială, ele cuprind o mare varietate de forme constructive.

Cu toată această varietate, construcţia maşinilor electrice rotative prezintă anumite principii constructive comune, care rămân valabile pentru toate tipurile de maşini electrice, cu uşoare adaptări dela un tip la altul, ţinându-se seamă de specificul fiecărui fel de maşină.

De asemenea toate maşinile electrice cuprind unele organe electrice sau mecanice, subansambluri sau piese componente, care sunt comune pentru maşini de tipuri diferite.

Terminologia subansamblurilor şi pieselor componente pentru maşini electrice rotative este standardizată prin STAS 4296-54.

2. Tendinţele actuale în fabricaţia maşinilor electrice. Una dintre caracteristicele importante ale maşinilor electrice actuale este varietatea din ce în ce mai mare a domeniilor lor de aplicare. Această varietate a dus la necesitatea creării unei diversităţi foarte mari de tipuri constructive de maşini electrice, care să poată funcţiona în condiţii cu totul diferite.

Din această cauză, pe lângă maşinile de construcţie normală, se proiectează şi se construesc numeroase tipuri de maşini speciale, adică maşini electrice care au un domeniu de aplicare delimitat în mod precis, cum sunt: motoare pentru laminoare, motoare pentru maşini de extracţie, motoare pentru minele de cărbuni, motoare pentru macarale, motoare pentru tracţiune electrică sau motoare care se montează chiar în mecanismul pe care îl pun în mişcare, etc.

Pe de altă parte, prin ambianţa în care maşinile trebue să funcţioneze, s'a ajuns la o diversitate mare de condiţii de funcţionare, şi anume: maşini care să

poată funcţiona în aer liber, în încăperi pline cu praf, în atmosferă încărcată cu diferite gaze, în atmosferă umedă şi chiar sub apă.

După necesităţile de protecţie ale acestor maşini în raport cu mediul înconjurător, s'au realizat mai multe tipuri constructive.

Dacă se urmăreşte evoluţia fabricaţiei de maşini electrice, se constată că, paralel cu diversitatea domeniilor de aplicare, s'a produs o necontenită deplasare a limitelor puterilor unitare ale maşinilor construite.

Atât în domeniul generatorilor electrici, cât şi în domeniul motoarelor electrice, se folosesc în prezent maşini electrice a căror putere variază dela câţiva waţi până la sute de mii de kilowaţi şi, în consecinţă, dimensiunile acestor maşini variază dela câţiva centimetri până la câţiva metri.

Odată cu această diversitate a puterilor, s'a ajuns şi la o extindere a gamei turaţiilor maşinilor electrice, dela câteva zeci de rotaţii pe minut până la zeci de mii de rotaţii pe minut.

Calitatea proiectării maşinilor electrice moderne se apreciază prin următorii indici: siguranţa în funcţionare, valoarea randamentului, capacitatea de supraîncărcare, consumul specific de materiale raportat la putere, greutatea unitară raportată la cuplu, costul real raportat al maşinii, etc. Dacă se notează cu G_{Cu} greutatea totală a cuprului din maşină, cu G_{Fe} greutatea totală a fierului magnetic al maşinii, cu G greutatea totală a maşinii şi cu P puterea maşinii, exprimată în kW sau kVA, valoarea consumului specific de materiale active raportată la putere este dată de următoarele expresii:

$$g_{Cu} = \frac{G_{Cu}}{P} \quad \text{şi} \quad g_{Fe} = \frac{G_{Fe}}{P},$$

iar greutatea unitară a materialelor active ale maşinii raportată la cuplu este dată de expresiile:

$$\xi_{Cu} = \frac{G_{Cu}}{\left(975\frac{P}{n}\right)^{3/4}} \quad \text{şi} \quad \xi_{Fe} = \frac{G_{Fe}}{\left(975\frac{P}{n}\right)^{3/4}}.$$

Din punctul de vedere al construcţiei mecanice, calitatea maşinii se apreciază prin aşa numitul coeficient de construcţie al maşinii k, care reprezintă raportul dintre greutatea totală a maşinii G şi greutatea ei activă $G_a = G_{Cu} + G_{Fe}$:

$$k = \frac{G}{G_{Cu} + G_{Fe}}.$$

Un indice deosebit de important în aprecierea soluţiei economice adaptate îl constituie *costul real raportat* al maşinii:

$$M_r = M_m + k\sum p,$$

în care M_m este costul materialelor utilizate şi al prelucrărilor;

$\sum p$ — suma pierderilor de material;

k — costul unităţii de pierderi de material, raportat la costul materialelor utilizate.

Se remarcă totodată că, în general, se obţine coeficientul economic:

$$\frac{k\sum p}{M_m} = k_e \approx \text{const.}$$

Indicele M_r capătă o valoare deosebită în special la compararea seriilor analoage de maşini.

O caracteristică importantă în fabricaţia de maşini electrice este tendinţa continuă spre micşorarea consumului de materiale utilizate şi spre reducerea gabaritului maşinilor electrice, menţinând mai departe aceleaşi valori pentru randament şi pentru capacitatea de supraîncărcare şi aceiaşi siguranţă în exploatare. Ca un exemplu în acest sens, se dau câteva cifre privind modul de variaţie a greutăţii motoarelor asincrone trifazate cu rotorul în scurtcircuit, pentru o putere de 4 kW, aşa cum a variat în decursul timpului: [1])

Anul construcţiei	Greutatea în kg	Anul construcţiei	Greutatea în kg
1893	150	1926	65
1902	105	1932	60
1913	94	1937	56

Această reducere continuă a consumului de materiale şi a greutăţii maşinilor electrice a fost posibilă datorită soluţionării a două probleme fundamentale în fabricarea maşinilor electrice:

a) Prima problemă era reducerea pierderilor suplimentare şi îmbunătăţirea condiţiilor de răcire a maşinilor. Printr'un studiu mai aprofundat asupra condiţiilor de producere a pierderilor suplimentare s'a putut ajunge la forme constructive pentru bobinaje şi pentru celelalte piese ale maşinilor, astfel încât pierderile suplimentare să fie reduse în mod simţitor.

Principalul factor care a determinat însă reducerea dimensiunilor şi a greutăţii maşinilor electrice a fost creşterea în aceste maşini a solicitarilor electromagnetice.

In maşinile construite la începuturile industriei electrotehnice, atât densitatea curentului în conductorii bobinajelor, cât şi numărul de amperspire pe unitatea de lungime a periferiei maşinilor electrice, erau aproape de două ori mai mici decât la maşinile actuale. Deaceea, pierderile şi, respectiv, cantitatea de căldură care se desvolta în maşină, raportate la unitatea de suprafaţă de răcire, erau mult mai mici în construcţiile iniţiale de maşini electrice.

In mod asemănător au crescut şi inducţiile (fluxurile unitare) adoptate. La construcţia unor astfel de maşini, problemele de ventilaţie nu prezentau dificultăţi mari, deoarece răcirea se făcea în mod satisfăcător, fără a fi necesar să se ia măsuri speciale în acest scop.

In construcţia maşinilor moderne însă, prin mărirea solicitărilor electromagnetice şi, implicit, prin micşorarea suprafeţelor de răcire, problema ventilaţiei a căpătat un interes deosebit. Numai printr'un sistem de răcire bine studiat se poate realiza o reducere importantă a dimensiunilor şi a greutăţii unei maşini.

In unele cazuri, din lipsa spaţiilor necesare pentru trecerea aerului, îmbunătăţirea ventilaţiei duce la micşorarea dimensiunilor unor piese componente, ceeace impune o verificare deosebit de îngrijită a calculului lor de rezistenţă mecanică, cum este cazul motoarelor de tracţiune.

Din această cauză, adeseori apare necesitatea de a se folosi materiale cu calităţi mecanice superioare.

b) Al doilea factor foarte important, care a dus la mărirea puterii maşinilor electrice şi la reducerea greutăţii lor, a fost realizarea unui sortiment foarte larg de materiale noi care au o rezistenţă mecanică foarte mare, precum şi al unor materiale electroizolante cu bune proprietăţi dielectrice şi termice.

In trecut, la maşinile electrice, vitezele periferice erau relativ reduse şi, în consecinţă, în piesele maşinilor interveneau solicitări mecanice relativ mici.

La maşinile moderne de mare putere, a fost necesar să se adopte viteze periferice cu mult mai mari, ceeace a dus la o creştere importantă a solicitărilor mecanice a diferitelor piese.

[1]) A. E. Alexeev: *Construcţia maşinilor electrice*, Editura Tehnică, Bucureşti, 1951.

Creşterea rezistenţelor admisibile în materialele folosite a fost provocată totodată şi de necesitatea de a se reduce cât mai mult greutatea şi preţul de cost al maşinii.

La maşinile construite în trecut, unde diferitele piese erau mult mai puţin solicitate din punct de vedere mecanic, dimensionarea pieselor se făcea, în general, după metoda asemănării construcţiilor, adică din experienţa sau după « simpla apreciere » a constructorului.

La maşinile moderne această metodă nu mai poate fi aplicată la rezolvarea problemelor privind construcţia maşinilor electrice, ci este necesar să se calculeze rezistenţa în mod exact în toate organele maşinii, şi să se aleagă în modul cel mai judicios materialele cele mai indicate, folosindu-se uneori chiar materiale noi.

Industria de maşini electrice dispune astăzi de un număr de materiale, care au fost create în mod special pentru nevoile acestei industrii şi care au fost folosite ulterior şi în alte domenii ale tehnicei. Astfel de materiale sunt oţelul nemagnetic forjat sau turnat, fonta nemagnetică, oţelurile aliate speciale, aliajele uşoare anticorozive, etc.

Pe lângă studiul proprietăţilor noilor materiale, au fost adâncite şi cunoştinţele privitoare la structura materialelor, care, deşi erau demult folosite, în majoritatea cazurilor erau întrebuinţate fără o verificare mai aprofundată a condiţiilor în care utilizarea lor era judicioasă.

In acest sens, s'a putut constata că unele dintre aceste materiale au fost cauza unor grave avarii, produse la primele maşini de puteri mari. Deşi nu s'a constatat niciun fel de eroare în calculele de rezistenţă a diferitelor piese, deşi solicitările nu depăşeau pe cele admisibile, iar materialul satisfăcea condiţiile care îi fuseseră impuse, — în urma studiului cauzelor avariilor s'a constatat, fie că materialele erau supuse unor sarcini care determinau solicitări variabile în mod periodic, producând un fenomen de « obosire a materialului », fie că acesta păstra anumite tensiuni interne datorite modului necorespunzător în care se făceau operaţiile comportând tratamente termice.

Privitor la materialele electroizolante, este de remarcat folosirea unor materiale care posedă nu numai o rigiditate dielectrică superioară şi o valoare redusă pentru tangenta unghiului de pierderi, dar care poate totodată să reziste la temperaturi cât mai ridicate, să conducă bine căldura şi să nu îmbătrânească repede, păstrându-şi timp îndelungat proprietăţile mecanice specifice.

In ce priveşte preţul de cost al maşinilor electrice, o influenţă simţitoare a avut-o şi introducerea în fabricaţia maşinilor electrice, a unor noi metode tehnologice în executarea diferitelor părţi componente, cum sunt: tăierea cu flacăra, sudura, matriţarea la prese puternice şi rapide, matriţarea la cald, polizarea pe cale abrazivă şi prelucrarea prin electroeroziune.

Prin aceste metode noi a fost redusă atât durata de execuţie, cât şi greutatea maşinii.

O influenţă mai importantă asupra construcţiei pieselor de maşini electrice mari a avut-o introducerea sudurii electrice.

Pentru maşinile de dimensiuni mari, executate într'un număr redus de exemplare, utilizarea sudurii a permis înlăturarea executării de modele în procesul de turnare şi, prin aceasta, o reducere simţitoare a termenului de execuţie.

O influenţă favorabilă asupra preţului de cost a fost exercitată de planificarea operaţiilor de proiectare şi de execuţie. Cu cât durata de execuţie a fost mai redusă, cu atât valoarea fondurilor de rulment şi a suprafeţelor ocupate în atelier a fost mai redusă.

In ce priveşte maşinile executate într'un număr mare de exemplare, o bună organizare a fabricaţiei în serie a dus, deasemenea, la reducerea preţului de cost.

Aceleaşi tendinţe ca şi în construcţia maşinilor rotative au fost constatate şi în construcţia transformatorilor statici, în special din punct de vedere al

creşterii puterilor şi mai ales al tensiunilor, cum şi din punct de vedere al reducerii greutăţii şi al preţului de cost.

3. **Consideraţii generale asupra calculului de rezistenţă mecanică al maşinilor electrice.** Calculul de rezistenţă mecanică necesar verificării solicitărilor care se produc în organele maşinilor electrice, constă în stabilirea naturii eforturilor (încovoiere, forfecare, torsiune) în diferitele puncte ale organelor maşinii.

Un calcul complect, care să cuprindă întregul complex al maşinii, este foarte complicat. Deaceea, calculul se limitează la determinarea eforturilor în punctele sau, respectiv, în secţiunile considerate cele mai periculoase.

Odată determinate aceste eforturi, calculul de rezistenţă se reduce la verificarea eforturilor admisibile în materialele utilizate. In caz că acestea sunt depăşite, trebue mărite secţiunile sau trebue folosite alte materiale, care au calităţi mecanice superioare, sau trebue modificată dispoziţia constructivă.

La punctele 11, 19, 22, 25, 27 şi 38 sunt date indicaţii pentru calculul diferitelor organe ale maşinilor electrice, numai pentru tipurile constructive uzuale.

Materialele cele mai importante care sunt întrebuinţate în construcţia maşinilor electrice sunt: fonta, oţelul, bronzul, alama şi lemnul (pentru pene sau pentru consolidări). Având în vedere că determinarea precisă a eforturilor este complicată, de cele mai multe ori se folosesc ipoteze de calcul simplificatoare, adoptându-se în schimb rezistenţe admisibile mai mici decât cele obişnuite.

In tabela 1 sunt indicate, cu titlu de orientare, rezistenţele admisibile pentru principalele materiale folosite în construcţia maşinilor electrice. Fiecare dintre aceste materiale se fabrică într'un mare număr de varietăţi; deaceea, valorile din tabelă pot suferi modificări importante. De exemplu, oţelul aliat cu crom-nichel, în stare îmbunătăţită, poate avea o rezistenţă admisibilă până la 6 000 kg/cm². Deaceea, la fabricarea unei maşini, cunoaşterea calităţii materialelor utilizate prezintă o importanţă deosebită. O maşină electrică normală se execută, în general, cu materialele obişnuite, în care caz, cifrele din tabela 1 constituie indicaţii suficiente.

Pentru turbogeneratori de importanţă mare, unde eforturile sunt mari, este necesară cunoaşterea exactă a materialului întrebuinţat. Desigur că în acest caz se folosesc şi alte materiale, ca, oţeluri speciale antimagnetice, bronzuri pentru cape, etc. Valorile rezistenţelor admisibile pentru aceste materiale trebue indicate de uzinele producătoare respective. Deasemenea, în tabela 1 nu sunt trecute materialele moderne sovietice, ale căror caracteristice trebue luate din standardele sovietice sau din caietele de sarcini ale întreprinderilor sovietice. De exemplu, fonta globulară, care tinde să înlocuiască în foarte multe cazuri oţelul, are un rol esenţial în general, în construcţia de maşini, şi în special în construcţia de maşini electrice.

B. Clasificarea maşinilor electrice rotative după caracteristicele lor constructive

4. **Generalităţi.** Afară de clasificarea principală din punctul de vedere al principiului de funcţionare — în maşini asincrone, maşini sincrone, maşini de curent continuu şi maşini cu colector de curent alternativ — maşinile electrice rotative pot fi clasificate din alte puncte de vedere, în legătură cu dispoziţia lor constructivă, şi anume:

— Clasificarea din punctul de vedere al scării de puteri.
— Clasificarea din punctul de vedere al gamei de turaţii.
— Clasificarea după formele de execuţie.
— Clasificarea după tipurile de protecţie exterioară.

5. **Clasificarea după scara de puteri.** Clasificarea maşinilor electrice după valoarea puterii lor nominale cuprinde în mod obişnuit următoarele tipuri principale:

Tabela 1. Caracteristicele mecanice ale materialelor folosite la construcţia maşinilor electrice

Materialul	Rezistenţe admisibile la:					Modulul de elasticitate, kg/cm²	Alungirea, %
	întindere, kg/cm²	compresiune, kg/cm²	încovoiere, kg/cm²	tăiere, kg/cm²	torsiune, kg/cm²		
Fontă	300–600	1 000	300–500	300	100	800 000	3
Oţel 37.11	1 000–1 500	1 800	800–1 200	800	700	2 100 000	20
Oţel 50.11	1 500–2 500	1 800–3 000	1 000–2 000	1 000	800	2 100 000	18
Oţel aliat.....	1 500–3 500	2 000–4 000	1 200–3 500	1 200	1 000	2 100 000	22
Oţel turnat....	1 000–1 500	2 000	800–1 000	800	700	2 150 000	18
Bronz laminat..	1 000–2 000 după stare	2 000	800–1 800	800	700	1 000 000	15
Bronz turnat ..	300–500 după compoziţie	1 000	300–400	300	150	900 000	3
Alamă laminată	1 000–1 300 după stare	1 800	1 000	800	700	800 000	20
Alamă turnată	500	1 000	500	400	150	800 000	13
Lemn fag fiert..	200 [1]	300	200	200	100	150 000	1
Pertinax	1 200–1 500 [2]	1 500–2 000 [2]	1 000–1 800	—	—	80 000–100 000	2
Textolit	500–750 [2]	2 000–2 400 [2]	1 000–1 250	—	—	60 000–80 000	1

[1]) În lungul fibrelor; [2]) În lungul straturilor; [2]) Normal pe planul straturilor.

a) maşini cu putere mai mică decât 0,1 kW, numite micromaşini;
b) maşini cu putere cuprinsă între 0,1 şi 0,9 kW, numite maşini foarte mici;
c) maşini cu putere de 1–10 kW, numite maşini mici;
d) maşini cu putere de 11–250 kW, numite maşini de putere mijlocie;
e) maşini cu putere de 250–1 000 kW, numite maşini mari;
f) maşini cu putere de 1 000–100 000 kW, numite maşini de mare putere, care se execută pe bază de comenzi individuale, pentru scopuri determinate.

În general, maşinile de la punctele a–e se proiectează şi se execută în mod obişnuit în serii cu atât mai mari cu cât puterea este mai mică,

6. **Clasificarea după gama de turaţii.** Valoarea turaţiei are o influenţă importantă asupra construcţiei maşinilor electrice. Astfel:

Maşinile de mică turaţie, cu turaţia de 150–375 rot/min, sunt caracterizate prin dimensiuni relativ mari. Aceste maşini au deobicei un diametru mare şi, în schimb, o lungime redusă.

Maşinile cu turaţia de 400–1 500 rot/min sunt considerate ca maşini de turaţie mijlocie şi sunt caracterizate prin faptul că sunt maşinile cele mai uzuale care se găsesc în mod normal în cataloagele fabricilor de maşini electrice.

Maşinile cu turaţia de 1 500–6 000 rot/min, considerate ca maşini de turaţie mare, sunt caracterizate printr'un diametru mic şi o lungime axială mare.

La aceste maşini se iau măsuri de construcţie speciale din punctul de vedere al forţei centrifuge şi măsuri de reducere a sgomotului produs în funcţionare.

Maşinile care au turaţia cuprinsă între 6 000 şi 30 000 rot/min, considerate ca maşini de turaţie foarte mare, care se deosebesc prin particularităţi constructive esenţiale, în funcţie de domeniul lor de aplicare şi care se execută în mod normal numai prin comandă specială.

7. **Clasificarea după formele de execuţie.** După formele de execuţie, maşinile electrice rotative se împart obişnuit în două categorii principale:

α) maşini cu ax orizontal;
β) maşini cu ax vertical.

Fiecare din aceste categorii se subdivid în mai multe grupe de tipuri constructive clasificate şi simbolizate conform STAS 3998-53 printr'o literă indicând grupa şi o cifră indicând tipul constructiv.

α) *Maşini cu ax orizontal.* Maşinile cu ax orizontal pot fi clasificate în următoarele 5 grupe de tipuri constructive:

M a ş i n i c u a x o r i z o n t a l şi l a g ă r e î n s c u t u r i (simbolizate prin litera S). Maşinile care au această formă de execuţie sunt cele mai răspândite. Aspectul exterior al unei astfel de maşini este reprezentat în fig. 1, *a*, iar schema ei de construcţie, în fig. 1, *b*. Acest tip de execuţie este utilizat în cele mai multe domenii de aplicaţie şi, din această cauză, este indicat ca execuţie normală, în cataloagele maşinilor electrice fabricate în ţară. Maşinile de această construcţie pot fi montate pe un planşeu orizontal, pe un perete vertical sau suspendate de un tavan. In cazul când ele antrenează maşinile de lucru printr'o transmisie cu curea, ele sunt montate pe glisiere care să asigure posibilitatea întinderii ulterioare a curelei. In ce priveşte cuplarea directă a acestor maşini cu maşinile de lucru, aceasta se face prin fixarea maşinilor cuplate pe o placă de fundaţie comună.

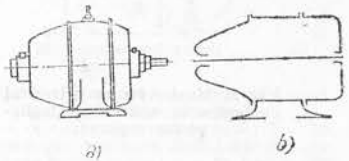


Fig.1. Maşină cu ax orizontal cu lagăre în scuturi pentru fixare pe glisiere:
a — aspectul exterior;
b — schema de construcţie.

Această formă de execuţie este folosită la maşini care ajung până la o putere de câteva sute de kilowaţi, cu un cuplu motor până la 70 kgm. In general, diametrul exterior al acestui tip de maşini nu depăşeşte 120 cm.

Maşini cu ax orizontal, şi cu lagăre-picior separate (P). Maşinile care au acest tip de execuţie necesită, pentru solidarizarea mecanică a diferitelor lor părţi, fie o placă de fundaţie comună (fig. 2), fie montarea pe o fundaţie comună (fig. 3).

Inlocuirea plăcii de fundaţie comună printr'o fundaţie comună nu este recomandabilă decât pentru maşinile care au un întrefier relativ mare (maşinile de

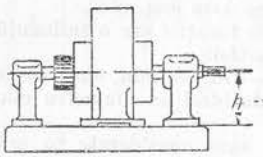


Fig. 2. Maşină cu ax orizontal cu lagăre-picior separate pe placa de fundaţie comună.

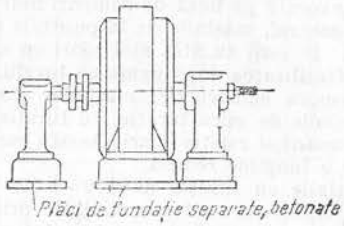


Fig. 3. Maşină cu ax orizontal cu lagăre-picior separate pe fundaţie comună.

curent continuu şi maşinile sincrone). In acest caz, carcasa maşinii poate fi aşezată pe o placă de fundaţie diferită de cea a suporţilor lagărelor. Această soluţie nu este folosită decât pentru maşini de dimensiuni mari, la care o placă de fundaţie comună ar constitui o piesă prea voluminoasă şi costisitoare. In cazul când dimensiunile maşinii sunt prea mari, de multe ori este necesară divizarea carcasei şi câte odată şi a rotorului printr'un plan orizontal, care trece prin axul maşinii, pentru a se uşura operaţiile de montare şi de demontare.

Maşinile mari, cu placă de fundaţie comună, cum şi cele montate pe o fundaţie comună, nu sunt prevăzute cu glisiere, ci sunt fixate în mod rigid de fundaţie, întinderea curelei făcându-se cu ajutorul unor role speciale de întindere.

Maşini cu ax orizontal cu lagăre în scuturi şi lagăre-picior separate (SP). Afară de cele două tipuri fundamentale de execuţie,

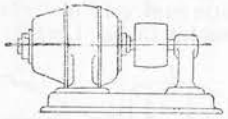


Fig. 4. Maşină cu ax orizontal cu lagăre în scuturi şi lagăr-picior separat.

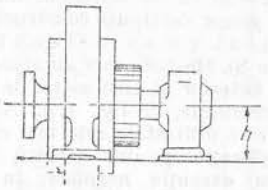


Fig. 5. Maşină cu un singur scut port-lagăr şi un lagăr-picior separat.

există şi alte tipuri derivate, în cazul când maşina funcţionează cu o transmisie prin curea sau cu o transmisie prin cablu, de dimensiuni mai mari, care necesită un lagăr suplimentar (fig. 4).

La aceste maşini, placa de fundaţie este absolut necesară, iar folosirea glisierelor este în general interzisă. Există construcţii cu două sau trei lagăre-picior separate. Acest tip de execuţie se poate prezenta în varianta cu un singur scut port-lagăr şi un lagăr-picior separat la maşinile care au un întrefier mare şi la care cuplarea este realizată prin flanşe. Placa de fundaţie pentru maşină şi lagărul-picior separat este, de cele mai multe ori, comună (fig. 5).

Maşini cu ax orizontal fără lagăre (L). Această formă de execuţie este utilizată, de cele mai multe ori, pentru excitatricele montate pe axul turbogeneratorilor.

Indusul maşinii este montat pe capătul arborelui, care este scos înafară. Carcasa maşinii se fixează cu şuruburi pe o prelungire a suportului lagărului maşinii principale sau se montează pe placa de fundaţie, alături de suport.

La maşinile de mare turaţie, care în mod normal nu au carcasa divizată, trebue să se prevadă posibilitatea de demontare a rotorului maşinii principale.

Maşini cu ax orizontal şi fixare prin flanşă (F). Această formă de execuţie (fig. 6) se întâlneşte în mod obişnuit la motoarele asincrone, de puteri mici.

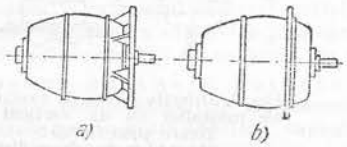


Fig. 6. Maşini cu ax orizontal cu fixare prin flanşă: *a* — flanşa pe scutul port-lagăr; *b* — flanşa pe carcasă.

β) *Maşini cu ax vertical.* Maşinile cu ax vertical pot fi clasificate în mai multe tipuri:

Maşini cu ax vertical, de tip hidrogenerator (VH). Dintre acestea se deosebesc, ca forme mai des întâlnite, următoarele:

— Maşini cu execuţie suspendată. Aceste maşini sunt caracterizate prin faptul că au un lagăr axial aşezat în partea superioară, care susţine greutatea rotorului maşinii şi care se numeşte crapodină, şi încă două lagăre de conducere, unul superior şi altul inferior.

Maşinile care au această formă de execuţie se demontează coborînd arborele prin partea de jos. Ele sunt prevăzute cu nişte tălpi pentru fixarea pe fundaţie şi cu o flanşă, pentru a fi cuplate cu maşina cu care lucrează.

Maşinile de acest tip sunt reprezentate în schema de construcţie din fig. 7, *a*.

Maşini cu execuţie în formă de umbrelă. Maşinile de acest tip sunt caracterizate prin plasarea crapodinei sub rotorul maşinii. Din schema de construcţie a acestor maşini, reprezentată în fig. 7, *b*, rezultă că arborele agregatului este ţinut pe direcţie verticală cu ajutorul a două lagăre de conducere, dintre care unul, cel inferior, este chiar lagărul turbinei. Această execuţie este utilizată numai în cazul hidrogeneratorilor de turaţie mică, la care diametrul interior al statorului este de cel puţin 4,5—5 m.

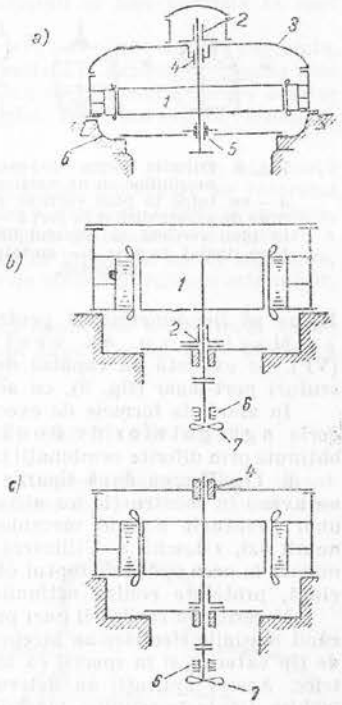


Fig. 7. Schema de construcţie a unei maşini cu ax vertical:
a — cu execuţie suspendată; *b* — în formă de umbrelă fără lagăr de conducere suplimentar; *c* — în formă de umbrelă cu lagăr de conducere suplimentar;
1 — rotorul alternatorului; *2* — crapodină; *3* — suport superior; *4* — lagăr de conducere superior; *5* — lagăr de conducere inferior; *6* — lagăr de conducere al turbinei; *7* — rotorul turbinei.

— Maşini cu execuţie în formă de umbrelă, cu lagăr de conducere suplimentar. Maşinile de acest tip de execuţie, având schema de construcţie reprezentată în fig. 7, *c*, sunt maşini cu execuţie în umbrelă, echipate cu un lagăr suplimentar de conducere, aşezat la partea superioară. Acest tip de execuţie este utilizat pentru maşinile de turaţie mijlocie şi, mai rar, pentru maşinile de turaţie mică, în cazul când, din anumite motive constructive şi în mod special din cauza unui întrefier mic, nu se poate adopta execuţia precedentă în umbrelă.

Maşini cu ax vertical (V). Sunt maşini de tip obişnuit, cu tălpi care se fixează însă pe un perete vertical (fig. 8). Este de dorit ca unul din

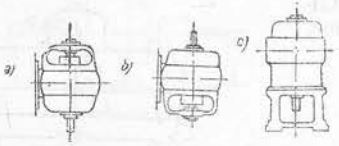


Fig. 8 Diferite forme de execuţie ale maşinilor cu ax vertical:
a — cu talpă în plan vertical şi capătul liber de arbore dirijat în jos; *b* — cu talpă în plan vertical şi capătul liber de arbore dirijat în sus; *c* — cu talpă în plan orizontal.

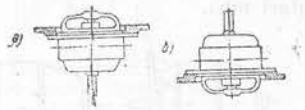


Fig. 9. Diferite forme de execuţie ale maşinilor cu ax vertical şi fixare prin flanşă:
a — capătul liber de arbore dirijat în jos; *b* — capătul liber de arbore dirijat în sus.

lagăre să fie dimensionat pentru a prelua greutatea rotorului.

Maşini cu ax vertical şi fixare prin flanşă şi inel (VF). Se execută cu capătul de ax liber în sus sau în jos, cu unul sau două scuturi port-lagăr (fig. 9), cu aceleaşi observaţii ca la maşinile cu ax vertical (V).

In afară de formele de execuţie de mai sus, standardul mai prevede şi categoria agregatelor de două maşini electrice (A), în mai multe variante, obţinute prin diferite combinaţii între tipurile constructive de maşini cu ax orizontal.

8. **Clasificarea după tipurile de protecţie exterioară.** Primele maşini electrice nu aveau în construcţia lor niciun fel de piese care să protejeze maşina de efectul unor eventuale acţiuni mecanice exterioare. Aceste maşini erau de tipul, aşa numit azi, « deschis ». Utilizarea exclusivă a maşinilor de tip deschis a fost determinată la acea epocă de faptul că ele erau instalate în încăperi închise şi, în consecinţă, protejate contra acţiunilor mecanice exterioare.

Necesitatea realizării unei protecţii a maşinilor electrice a apărut în momentul când maşinile electrice au început să fie folosite în aer liber, în diferite exploatări de tip exterior şi în special ca motoare de tracţiune la tramvaie şi căi ferate electrice. Aceste aplicaţii au determinat adoptarea unor tipuri de maşini complect închise. In aceste condiţii, maşinile deschise şi maşinile închise au fost multă vreme singurele tipuri caracteristice de maşini electrice care erau construite de principalele fabrici de maşini electrice.

Prin extinderea rapidă a domeniului utilizare al maşinilor electrice, prin varietatea puterilor şi a turaţiilor, s'a simţit nevoia realizării unor noi tipuri de protecţie a maşinilor electrice. In situaţia actuală (v. STAS 625-49), maşinile electrice se clasifică în următoarele tipuri, din punctul de vedere al protecţiei exterioare:

Maşini deschise, la care organele rotative, cum şi piesele conductoare de curent, nu au niciun dispozitiv special de protecţie. In cazul când aceste maşini sunt prevăzute cu un ventilator, el trebue protejat printr'o plasă specială de sârmă, pentru a se evita accidentele prin atingerea paletelor ventilatorului în mişcare.

Maşini protejate contra picăturilor de apă, având o carcasă de protecţie aşezată deasupra pieselor conductoare de curent şi, în special,

deasupra bobinajelor, astfel încât picăturile de apă căzând vertical să nu poată pătrunde în interiorul maşinii.

Maşini protejate contra stropilor de apă, având dispozitive speciale care să împiedice pătrunderea în interiorul maşinii a picăturilor de apă şi a stropilor, care ar putea fi proiectaţi din orice direcţie.

Maşini închise, prevăzute cu dispozitive speciale de protecţie, care închid părţile în mişcare faţă de mediul exterior, dar nu le protejează contra prafului, umezelii şi gazelor.

Maşini capsulate sunt maşini complect închise (dar nu ermetic), pentru a împiedica pătrunderea aerului exterior şi, eventual, a gazelor inflamabile. La acestea, transmiterea căldurii din interiorul maşinii se face excluziv în mod natural prin carcasă.

Maşini protejate contra exploziilor sunt maşini capsulate, a căror carcasă este dimensionată pentru a putea rezista la exploziile de gaze care s'ar produce în interiorul carcasei, astfel încât să nu se transmită flacăra acestor gaze în exterior, pentru a se evita propagarea exploziei, în mediul exploziv ambiant. Acest tip se prezintă şi în varianta de mai jos.

Maşini cu inele colectoare capsulate (sau cu siguranţă mărită) sunt maşini asincrone sau sincrone, la care inelele colectoare ale rotorului sunt plasate într'o cutie specială, capsulată, pentru a evita ca scânteile produse, la aceste inele colectoare să provoace explozii de gaze inflamabile sau pentru a evita ca în cazul când s'ar produce aceste explozii în interiorul cutiei capsulate, ele să fie transmise la mediul exterior. La acest tip de maşini întrefierul este mărit, iar cutia de borne este şi ea capsulată.

Maşini ermetic închise sunt maşini construite astfel încât să nu poată pătrunde umezeala în interiorul lor, în cazul când maşina este destinată pentru a funcţiona cufundată complect în apă.

C. Construcţia statorului maşinilor de curent alternativ

9. **Circuitul magnetic.** Circuitul magnetic în statorul maşinilor de curent alternativ este constituit din tole magnetice izolate între ele, pentru a reduce pierderile produse de curenţii turbionari, induşi prin variaţia fluxului magnetic.

Tolele sunt dispuse în formă de pachet, sau la maşinile mai mari în forma de pachete, despărţite prin canale de ventilaţie şi susţinute de carcasă (fig. 10) constituind fierul activ al statorului.

Tolele magnetice sunt laminate din oţel silicios (tablă silicioasă pentru electrotehnică), în conformitate cu STAS 673-49.

Calitatea cea mai întrebuinţată este E-III, având o grosime de 0,5 mm şi pierderi specifice de 2,3 W/kg la frecvenţa de 50 Hz şi pentru o valoare a câmpului de inducţie magnetică de 10 000 gauşi.

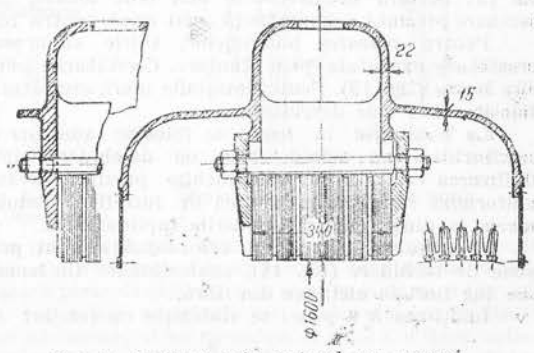


Fig. 10. Secţiune prin statorul unei maşini cu diametru mare şi lungime mică.

Utilizarea tolelor cu pierderi mai reduse nu este indicată, deoarece conţinutul prea mare de siliciu face ca ştanţarea crestăturilor să întâmpine dificultăţi. Pe de altă parte, oţelul silicios fiind prea casant, există riscul de a se rupe dinţii sub acţiunea eforturilor care se produc în timpul execuţiei sau al reparaţiilor.

Din această cauză, unii constructori folosesc calităţile de tole care au pierderi mai mari, cuprinse între 2,8 şi 3 W/kg.

Pentru maşini având diametrul pachetului de tole până la 990 mm, conform normelor sovietice, tolele statorului pot fi executate dintr'o singură bucată; peste aceste dimensiuni, tolele trebue executate din mai multe sectoare (fig. 11).

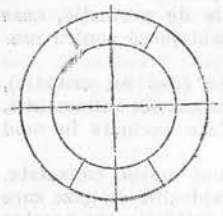


Fig. 11. Tole din sectoare pentru maşini mai mari.

Fig. 12. Sectoare de tole pentru maşini mari.

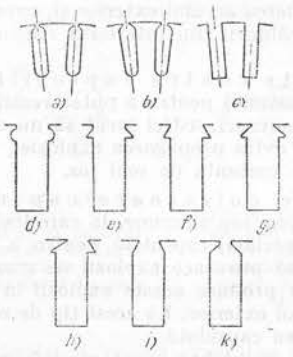


Fig. 13. Diferite forme de crestături: *a*, *b* — semiînchise; *c*, *d*, *e*, *f*, — deschise; *g*, *h*, *i*, *k* — semideschise.

Sectoarele sunt prevăzute cu crestături în coadă de rândunică, sau cu alt sistem pentru prinderea în carcasă.

Dimensiunile acestor sectoare trebue să fie alese astfel, încât să ducă la o bună folosire a dimensiunilor tablei şi, pe de alta parte, să cuprindă un număr întreg de crestături sau de dinţi (fig. 12).

La montajul tolelor, între sectoare rămân rosturi de aer de circa 0,2 mm. Pentru a micşora reluctanţa circuitului magnetic, diferitele straturi de tole se aşează cu aceste rosturi decalate cu 1/2, 1/3 sau 1/4 din lungimea sectorului. Cu cât această decalare este mai bine aleasă, cu atât rosturile rămase între sectoare prezintă o importanţă mai mică pentru reluctanţa circuitului magnetic.

Pentru plasarea bobinajelor, tolele sunt prevăzute cu crestături executate prin ştanţare. Crestăturile pot avea diferite forme (fig. 13). Pentru maşinile mari, crestăturile cele mai folosite sunt cele deschise.

La bobinajul în bare, se folosesc adeseori crestăturile semiînchise sau semideschise, cu deschiderea într'o parte. Utilizarea crestăturilor semiînchise prezintă avantajul de a uniformiza inducţia magnetică în întrefier, reducând armonicele în dinţi, cum şi pierderile suplimentare.

Crestăturile în special cele deschise sunt prevăzute cu pene de închidere (fig. 14), confecţionate din lemn de carpen sau fag fiert în ulei, sau din fibră.

Înălţimea h a penei se stabileşte cu relaţia:

$$h = \frac{b}{4} + 1,$$

în care b este deschiderea crestăturii. Valoarea lui h nu se ia mai mică decât 2,5—3 mm. Tolele trebue izolate între ele, pentru a reduce valoarea curenţilor turbionari.

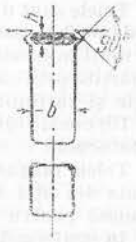


Fig. 14. Pană pentru închiderea unei crestături deschise.

Inainte se folosea ca izolaţie foiţă subţire de hârtie, lipită cu un amestec de dextrină şi clei. Astăzi se foloseşte în mod aproape exclusiv izolaţia cu un strat subţire de lac. In ultimul timp, unele fabrici sovietice au introdus izolarea tolelor prin oxidare, deobicei în atmosferă umedă. Prin acest procedeu se măreşte coeficientul de umplere al pachetului de tole şi se micşorează pierderile în fier.

La maşinile lungi, de putere mare, cum sunt turbogeneratorii, la care tensiunea pe spiră este de circa 100 V, tehnica sovietică recomandă să se intercaleze încă o izolaţie suplimentară de preşpan între grupuri de mai multe pachete de tole. Astfel, se micşorează mult acţiunea curenţilor turbionari paraleli cu conductorii.

Pachetele de tole au o grosime de 40—60 mm.

Pentru a favoriza răcirea maşinii, pachetele de tole sunt despărţite între ele prin canale de ventilaţie, care au lăţimea de 10, 12 sau 15 mm. Pachetele de tole

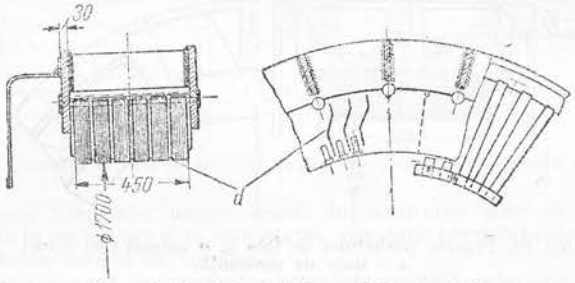


Fig. 15. Pachete de tole cu distanţori (*d*).

sunt mărginite cu tole mai groase, de tablă de oţel cu grosimea de 1 mm. In cazul maşinilor scurte, la care lungimea totală a fierului nu depăşeşte obişnuit 200 mm, se poate realiza această lungime fără canale de ventilaţie radială.

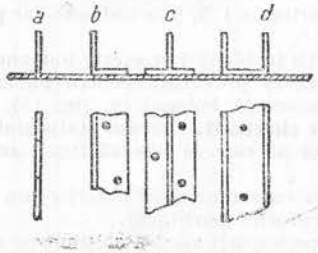


Fig. 16. Diferite tipuri de distanţori şi prinderea lor pe tabla marginală.

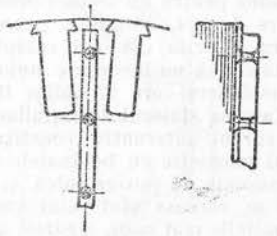


Fig. 17. Deget de presare nituit.

Deasemenea, se pot realiza pachete de tole chiar mai lungi, în cazul maşinilor cu canale de ventilaţie de tip axial. Pentru a asigura lăţimea canalelor de ventilaţie, între pachetele de tole se aşează piese de distanţă (*d*), numite distanţori (fig. 15). Aceste piese se prind pe una din tolele marginale ale pachetului, ca în figură. Pentru ca distanţorii să nu se răstoarne, ei se executau cu unul sau două coturi, ca în fig. 16, *b*, *c*, *d*; conform practicii sovietice se recomandă folosirea distanţierilor drepţi, fără coturi pentru a favoriza ventilaţie mai bună. Prinderea distanţorilor de tolele marginale se poate face prin nituri potrivite sau prin sudură cu puncte. La capetele pachetelor maşinilor mai mari, cu dinţii mai înalţi decât 4 cm, se aşează peste dinţi nişte degete de presare (fig. 17).

La maşini cu dinţi mai puţin înalţi, este suficient ca pachetul de tole să fie susţinut de tolele marginale.

Ansamblul pachetelor de tole este strâns între două plăci groase de oţel, numite plăci sau juguri de presare. La turbogeneratori aceste plăci se execută din material nemagnetic, deobicei din oţel nemagnetic.

Modul de fixare în carcasă a ansamblului pachetelor de tole, constituind fierul activ al statorului, este foarte variat. In fig. 18 este reprezentat un sistem de fixare utilizat la maşini mai mici, la care strângerea tolelor se face la presă, iar inelele de siguranţă *s* se montează în timp ce pachetul de tole este presat.

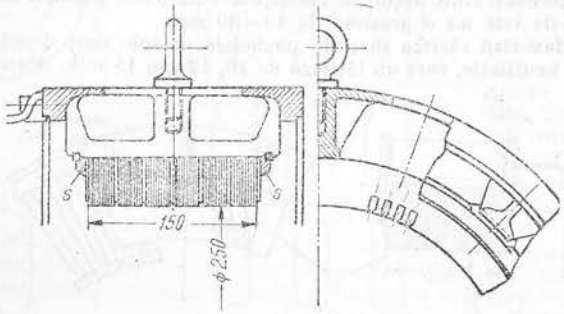


Fig. 18. Fixarea pachetului de tole la o maşină mai mică:
s — inele de siguranţă.

La maşini mai mari, strângerea nu se mai poate face la presă, şi în acest caz, presarea se realizează printr'o serie de buloane (v. fig. 10), care au un diametru de 30—40 mm. Numărul minim de buloane pe sector depinde de coeficientul de acoperire al sectoarelor. Când acoperirea este de 1/2, sunt necesare minimum două buloane pentru un sector; pentru o acoperire de 1/3, şase buloane, iar pentru o acoperire de 1/4, minimum patru buloane.

Pentru a evita cât mai complect curenţii turbionari în aceste buloane, este bine ca tolele să nu înconjure buloanele, ci gaura prevăzută pentru buloane să aibă o deschidere care să oblige fluxul să ocolească bulonul (v. fig. 15).

10. Carcasa statorului maşinilor de curent alternativ. Carcasa statorului maşinilor de curent alternativ constituie scheletul pe care se fixează fierul activ al circuitului magnetic cu bobinajele statorice.

La maşinile de putere mică şi mijlocie, la care diametrul exterior nu depăşeşte 1,5 m, carcasa statorului susţine şi scuturile port-lagăr.

La maşinile mai mari, lagărele se sprijină pe suporţi aşezaţi obişnuit pe aceiaşi placă de fundaţie ca şi carcasa.

Carcasa statorului este prevăzută cu tălpi, cu ajutorul cărora se realizează fixarea ei pe glisiere, în cazul maşinilor mici, sau pe placa de fundaţie, în cazul maşinilor mai mari.

Carcasa maşinilor mici şi mijlocii are o formă cilindrică, iar a maşinilor mari are forma de cutie inelară.

La maşinile mici şi mijlocii, care se construesc, deobicei, în serie, se utilizează cele mai adesea carcase turnate (v. fig. 10 şi fig. 18).

La maşinile mici, prevăzute cu ventilaţie axială, tolele fiind executate dintr'o singură bucată, mantaua rigidă a carcasei se plasează în apropiere de suprafaţa exterioară a pachetului de tole, astfel încât canalul inelar, care se formează între carcasă şi pachetul de tole, are o dimensiune radială mică. In acest caz, montarea

pachetului de tole se face fie direct în contact cu suprafaţa netedă strunjită a carcasei (fig. 19), fie susţinută prin nişte nervuri longitudinale, cu care carcasa este prevăzută în interior.

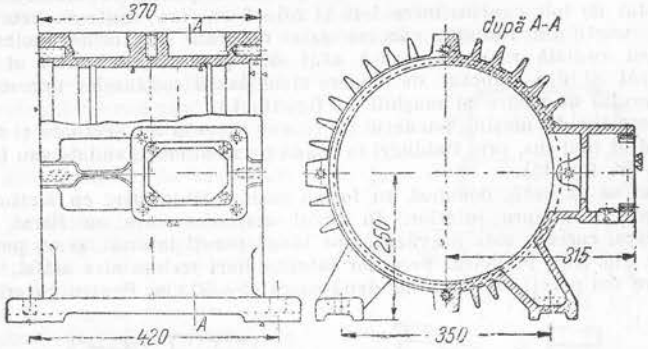


Fig. 19. Carcasă turnată cu nervuri axiale de răcire pentru maşini mici.

Inconvenientul carcaselor netede constă în cantitatea mare de metal care trebue înlăturată la prelucrare şi în necesitatea îngroşării peretelui carcasei, pentru a preveni eventuale defecte de turnare.

Carcasele închise sunt prevăzute pe suprafaţa laterală exterioară cu nervuri inelare (fig. 20) sau cu nervuri longitudinale (v. fig. 19), care măresc suprafaţa de răcire.

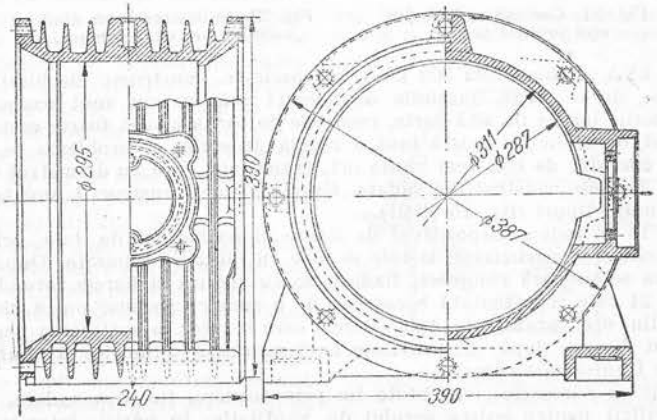


Fig. 20. Carcasă turnată cu nervuri exterioare inelare şi cu suprafaţa interioară netedă, strunjită la diametrul tolelor.

Carcasele maşinilor mici, care se execută cu scuturi port-lagăr, trebue prevăzute cu brâuri marginale inelare întărite. La aceste maşini nu se prevăd obişnuit în mod separat scuturi de protecţie pentru bobinaj.

Pentru ca lagărele să fie situate exact centric în axa maşinii, scuturile şi carcasa sunt prevăzute cu câte un prag şi un contraprag, care permit aşezarea centrică a arborelui.

La maşinile de curent alternativ de putere mijlocie, cu diametrul exterior al pachetului de tole cuprins între 1 m şi 2,5—3 m, care sunt construite în mod normal cu ventilaţie radială, carcasa este obişnuit de formă inelară, având dimensiunea radială mare, necesară atât din punctul de vedere al rigidităţii carcasei, cât şi din punctul de vedere al obţinerii secţiunilor necesare pentru trecerea aerului de răcire al maşinii (v. fig. 10, 18).

La acest tip de maşini, pachetul de tole se execută din sectoare şi se fixează, cum s'a arătat mai sus, prin îmbinări în coadă de rândunică, sudate sau înşurubate de carcasă (v. fig. 15).

Carcasa se execută, deobicei, în forma unei cutii inelare, cu secţiunea în U, având deschiderea spre interior. In cazul maşinilor care au fierul activ de lungime mare, carcasa este prevăzută, pe lângă pereţi laterali, şi cu pereţi intermediari (v. fig. 23). Numărul pereţilor intermediari trebue ales astfel, încât distanţa dintre doi pereţi vecini să nu depăşească 45—50 cm. Pentru puteri mai mari

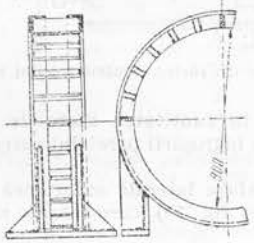


Fig. 21. Carcasă sudată din oţel profilat şi tole.

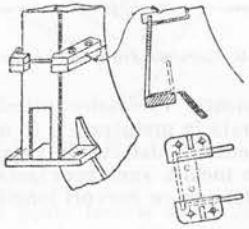


Fig. 22. Imbinarea celor două jumătăţi ale unei carcase.

decât 1000 kVA şi chiar dela 300 kVA, carcasele se construesc deobicei sudate, deoarece, pe de o parte, maşinile de această mărime nu sunt executate, în general în serie, iar de pe altă parte, modelele de turnare sunt foarte costisitoare.

In acest domeniu nu există însă o regulă generală, ci problema se rezolvă dela caz la caz, dar de cele mai multe ori, la maşinile care au diametrul mijlociu de 2 m, se folosesc construcţiile sudate. Execuţia unei construcţii sudate poate fi de mai multe tipuri (fig. 15 şi 21).

In fig. 15 se indică dispozitivul de fixare al pachetului de tole prin bare rotunde. Strângerea pachetelor de tole se face cu mijloace separate. După strângere, carcasa se sudează complect, fixându-se cu sudură şi barele rotunde.

In fig. 21 este reprezentată o carcasă de o construcţie mai puţin obişnuită, executată din oţel profilat şi tole. Barele care servesc la susţinerea pachetului de tole sunt dispuse după generatricele unei suprafeţe cilindrice şi sunt sudate la marginile frontale ale carcasei.

In mantaua carcaselor, executate fie prin turnare, fie prin sudare, se lasă după caz orificii pentru ieşirea aerului de ventilaţie. In părţile laterale se pot prevedea deasemenea orificii în special la motoarele asincrone.

Construcţia carcasei, a bobinajului, precum şi a pachetului de tole, în cazul carcaselor formate din două jumătăţi, este mult mai complicată. Deaceea, adoptarea unei astfel de construcţii de carcasă trebue bine studiată.

In fig. 22 este reprezentat un sistem sovietic de îmbinare a celor două jumătăţi care a dat rezultate bune.

In cazul carcaselor executate din două jumătăţi, împachetarea tolelor trebue să se facă astfel, încât rosturile sectoarelor de tole să coincidă cu locul de îmbinare a celor două jumătăţi. In acest caz, alternarea sectoarelor de tole nu se mai face pe întreaga circumferinţă, ci numai pe jumătate din ea.

Totodată, trebue ca şi bobinajul să fie executat în astfel de condiţii, încât, la demontarea celor două jumătăţi de stator, să nu fie nevoie de scoaterea vreunei bobine din crestătură, ci numai de desfacerea unor legături. Bobinajele care se pretează cel mai uşor la aceste condiţii sunt acelea în trei etaje, fiecare etaj aparţinând unei faze; jumătate din numărul de crestături pe pol şi fază se bobinează într'un sens şi jumătate în sens contrar. Bobinajul de acest tip are pas scurtat.

Pentru se a apăra capetele de bobină de lovituri şi de atingeri, se montează la ambele feţe ale statorului scuturi de apărare (v. fig. 10 şi 15). In fig. 10 scutul de protecţie a fost parţial turnat odată cu carcasa, iar în fig. 15 scutul a fost realizat prin sudură şi are aspectul de grătar.

Pentru susţinerea capetelor de bobină se utilizează fie piese speciale de susţinere care se fixează în găuri filetate executate în plăcile de presare, fie juguri cu rol de suport de bobine. La maşini sincrone mai mari, şi în special la turbogeneratori, piesele de susţinere şi de consolidare ale capetelor de bobină sunt indispensabile din cauza forţelor electromagnetice foarte mari, care se pot produce în caz de scurtcircuite.

La maşini mai mici se foloseşte foarte des un alt mod de consolidare a capetelor de bobină, reprezentat la statorul din fig. 23.

In acest caz, capetele de bobină sunt legate între ele printr'un inel având secţiunea rotundă, care realizează unirea capetelor de bobină într'un bloc greu deformabil.

Consolidarea capetelor de bobină este cu atât mai necesară, cu cât capetele de bobină sunt mai lungi şi, în consecinţă, cu cât maşina are un pas polar mai mare şi, deci, un număr mai mic de poli.

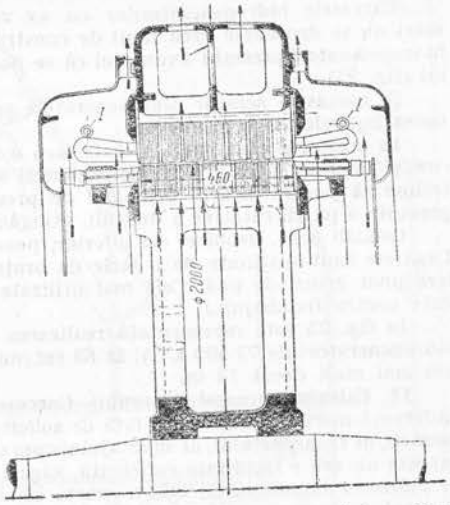


Fig. 23. Motor asincron având carcasă turnată cu scuturi şi suport inelar pentru capetele de bobină.

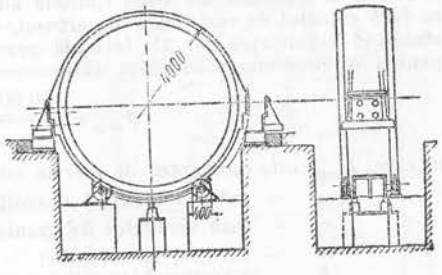


Fig. 24. Carcasă cu tălpile înşurubate, montate pe role.

Pentru ridicarea maşinilor în caz de transport sau de montaj, carcasele maşinilor mai mici sunt în mod obişnuit prevăzute cu un inel de ridicare (v. fig.18) executat conform STAS 3186-52.

Carcasele mari pot avea, afară de cele două tălpi normale, şi alte puncte de sprijin. Tălpile carcasei pot fi, eventual, înşurubate separat (fig. 24).

In acest mod se poate realiza o carcasă rotitoare, care să permită efectuarea reparaţiilor la partea inferioară a carcasei, unde accesul este greu sau imposibil.

Inşurubarea separată a tălpilor carcasei uşurează ambalajul şi transportul.

Tălpile maşinii, fie că sunt solidare cu carcasa turnată sau sunt sudate de carcasă, fie că se ataşează la carcasă (v. fig. 24), trebue plasate astfel încât să rezulte o înălţime a axei deasupra liniei inferioare a tălpilor, care să corespundă cu STAS 2741-51.

Carcasele hidrogeneratorilor cu ax vertical având viteze mici şi diametre mari nu se deosebesc prea mult de construcţiile descrise mai sus. Statorul acestor hidrogeneratori prezintă avantajul că se poate sprijini pe beton pe toată periferia lui (fig. 25).

Şi carcasele acestor hidrogeneratori sunt prevăzute cu scuturi pentru susţinerea lagărelor.

In acest caz însă, trebue să se facă o deosebire între cele două scuturi, superior şi inferior. Unul dintre ele, deobicei scutul superior, numit scutul principal, trebue să poarte lagărul principal de presiune, crapodina, care susţine întreaga greutate a părţii rotative a maşinii, atingând până la 900 t.

Celălalt scut, deobicei cel inferior, poartă numai un lagăr normal de ghidare. Lagărele sunt susţinute de o serie de braţe. Braţele scutului principal sunt similare unor grinzi de pod. Cele mai utilizate sunt grinzile cu inima plină, consolidate contra flambajului.

In fig. 25 este reprezentată realizarea sovietică a fabricii Electrosila pentru hidrogeneratori de 77 500 kVA, la 83 rot/min. Diametrul exterior al acestui stator are mai mult decât 12 m.

11. **Calculul carcasei statorului.** Carcasele trebue să aibă o rigiditate şi o rezistenţă mecanică suficientă faţă de solicitările la care sunt supuse în cursul prelucrării, al transportului, al montajului cum şi în timpul funcţionării. In cazul când carcasa nu are o rigiditate suficientă, săgeata carcasei determină o neuniformitate în mărimea întrefierului, ceeace poate să aibă consecinţe foarte importante din punctul de vedere al simetriei electrice şi magnetice a maşinii.

In general, carcasele calculate din punctul de vedere al rigidităţii satisfac totdeauna condiţiile de rezistenţă mecanică, deoarece solicitările maxime care se desvoltă în material nu ating limitele admisibile. Deaceea, este mai raţional să se facă calculul de rezistenţă al carcasei, determinându-se săgeata maximă, adică stabilind rigiditatea ei. O formulă practică, care dă rezultate satisfăcătoare pentru dimensionarea carcasei, este:

$$I_{min} = \frac{50\,000\, P_M\, r_s^2}{n \delta E},$$

în care: I_{min} este momentul de inerţie minim al carcasei, în cm⁴;

P_M — puterea maximă desvoltată de maşină, în kW;

r_s — raza centrului de greutate al secţiunii prin carcasă, în cm;

n — turaţia, în rot/min;

δ — întrefierul, în cm;

E — modulul de elasticitate al materialului carcasei, în kg/cm².

Sub acţiunea cuplului pulsatoriu, pe care îl produce motorul de acţionare, sau sub acţiunea cuplului de sarcină al maşinii, se produce o deformare a carcasei, variabilă în timp. Modul de variaţie a deformaţiei în funcţie de timp corespunde variaţiilor cuplului exterior aplicat la arborele maşinii.

Aceste deformaţii periodice alternative pot să determine vibraţia carcasei.

Afară de forţele exterioare, vibraţia carcasei poate fi provocată şi de variaţia forţelor electromagnetice din stator şi rotor, când axa polilor câmpului rotitor se deplasează pe periferia statorului.

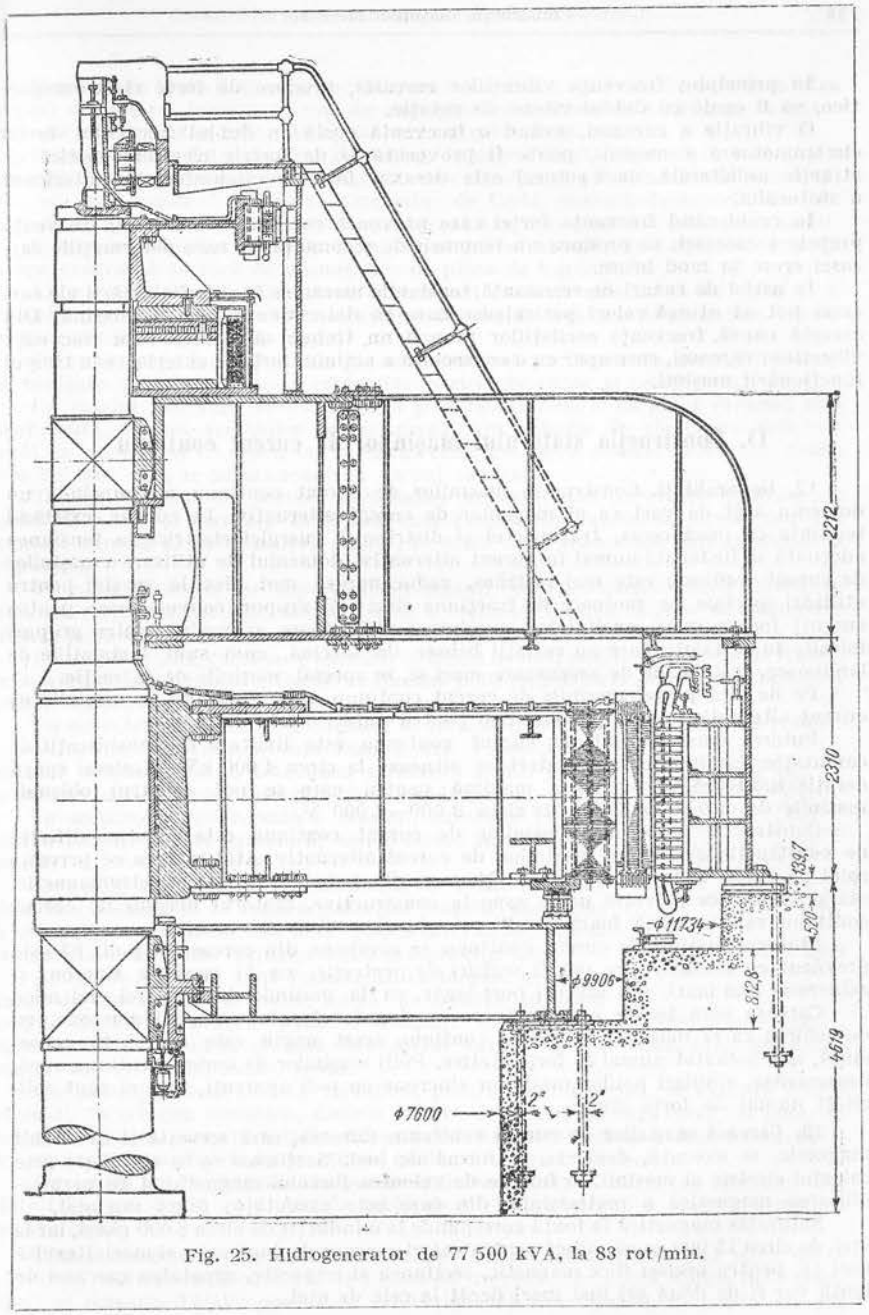


Fig. 25. Hidrogenerator de 77 500 kVA, la 83 rot/min.

In principiu, frecvenţa vibraţiilor carcasei, produse de forţe electromagnetice, va fi egală cu dublul vitezei de rotaţie.

O vibraţie a carcasei, având o frecvenţă egală cu dublul frecvenţei forţei electromotoare a maşinii, poate fi provocată şi de forţele electromagnetice de atracţie unilaterală, dacă rotorul este desaxat faţă de circumferinţa interioară a statorului.

In cazul când frecvenţa forţei care provoacă oscilaţia coincide cu frecvenţa proprie a carcasei, se produce un fenomen de rezonanţă, la care deformaţiile carcasei cresc în mod brusc.

In astfel de cazuri de rezonanţă, tensiunile mecanice în diferitele părţi ale carcasei pot să atingă valori periculoase, care să determine avarii în maşină. Din această cauză, frecvenţa oscilaţiilor proprii nu trebue să coincidă cu frecvenţa vibraţiilor carcasei, care apar ca o consecinţă a acţiunii forţelor exterioare în timpul funcţionării maşinii.

D. Construcţia statorului maşinilor de curent continuu

12. **Generalităţi.** Construcţia maşinilor de curent continuu nu cuprinde un domeniu atât de vast ca al maşinilor de curent alternativ. In adevăr, existând tendinţa ca producerea, transportul şi distribuţia energiei electrice la tensiunea adecuată să fie făcută numai în curent alternativ, domeniul de utilizare a maşinilor de curent continuu este mai restrâns, reducându-se mai ales la maşini pentru utilizări speciale ca motoare de tracţiune electrică, grupuri convertizoare pentru curenţi foarte mari, excitatrice, maşini amplificatoare şi maşini pentru grupuri folosite în instalaţii care au variaţii brusce de sarcină, cum sunt instalaţiile de laminoare, instalaţiile de ascensoare mari şi, în special, maşinile de extracţie.

Pe de altă parte, maşinile de curent continuu, spre deosebire de maşinile de curent alternativ, nu se pot construi pentru puteri oricât de mari.

Puterea unei maşini de curent continuu este limitată de consideraţii de comutaţie. Limitele acestei puteri se situează la circa 4 000 kW. Aceleaşi consideraţii limitează şi tensiunea maximă pentru care se pot construi obişnuit maşinile de curent continuu, la circa 3 000—4 000 V.

Construcţia statorului maşinilor de curent continuu este esenţial diferită de construcţia statorului maşinilor de curent alternativ. Atât în ceea ce priveşte rolul pe care-l îndeplineşte în funcţionare, din punct de vedere electromagnetic, cât şi în ceea ce priveşte unele aspecte constructive, statorul maşinii de curent continuu se aseamănă foarte mult cu rotorul maşinii sincrone.

Statorul maşinii de curent continuu se compune din carcasă şi poli. El este prevăzut cu scuturi, care pot fi scuturi de protecţie, ca la maşinile sincrone şi asincrone mai mari, sau scuturi port-lagăr, ca la maşinile de acest fel mai mici.

Carcasa este foarte asemănătoare cu jugul rotorului maşinii sincrone, cu deosebirea că la maşinile de curent continuu acest organ este fix şi, în consecinţă, este solicitat numai la forţe statice. Polii maşinilor de curent continuu sunt, deasemenea, similari polilor maşinilor sincrone cu poli aparenţi, însă ei sunt solicitaţi numai de forţe statice.

13. **Carcasa maşinilor de curent continuu.** Carcasa, care serveşte şi ca circuit magnetic, se execută, deobicei, în formă de inel. Secţiunea sa se stabileşte prin calculul electric al maşinii, în funcţie de valoarea fluxului magnetic şi de permeabilitatea magnetică a materialului din care este executată: fontă sau oţel.

Saturaţia magnetică la fontă corespunde la o inducţie de circa 8 000 gauşi, iar la oţel, de circa 15 000 gauşi, adică pentru valori aproape de două ori mai mari. Rezultă deci că, pentru acelaşi flux magnetic, secţiunea şi respectiv, greutatea carcasei de fontă vor fi de două ori mai mari decât la cele de oţel.

Deaceea, în toate domeniile de utilizare a maşinilor electrice, la care greutatea maşinii are un rol important, ca, de exemplu, la motoare de tracţiune, la autovehicule şi la avioane, maşinile se execută cu carcasă de oţel.

Deasemenea, pentru maşini de reglaj, la care fluxul din carcasă este supus la variaţii brusce, cum este cazul maşinilor de extracţie, al generatorilor de comandă, etc., nu se recomandă utilizarea carcaselor de fontă, preferându-se cele de oţel. In acest caz, ele sunt executate din oţel turnat sau foarte adesea din oţel laminat.

Carcasele maşinilor normale cu ax orizontal se execută cu tălpi, cu ajutorul cărora maşina se fixează de glisiere sau de placa de fundaţie.

La maşinile la care diametrul exterior al carcasei este până la circa 1 m, scuturile port-lagăr se prind de obicei de carcasă şi în acest caz ea constitue scheletul de rigiditate al întregii maşini.

In acest scop, feţele frontale ale carcasei sunt prevăzute cu strunjiri inelare de centrare pentru montarea scuturilor port-lagăr (prag şi contraprag).

La maşini mai mici în cazul când grosimea radială a corpului carcasei este insuficientă, fixarea scuturilor se realizează prin buloane de strângere dela un capăt la celălalt al carcasei, iar în cazul când grosimea radială este mai mare, prin buloane care se înşurubează în corpul carcasei.

Tălpile maşinilor cu scuturi port-lagăre suportă atât eforturile produse de cuplul de rotire al maşinii, cât şi cele care rezultă din tensiunea curelei sau din acţiunea care se exercită asupra axului, în cazul când transmisia este făcută prin angrenaje.

In cazul lagărelor pe suporţi independenţi, carcasa maşinii fiind liberă de acţiunea forţelor exterioare de transmisie a cuplului, fixarea tălpilor se calculează numai pentru solicitările determinate de cuplu.

La maşinile mici, carcasa se execută în formă de inel, prevăzut cu tălpi de fixare. Pe suprafaţa interioară a inelului, se fixează polii cu bobinele polare prin buloane, care se înşurubează din exterior.

Pe suprafeţele frontale ale carcasei se fixează după caz scurturile port-paliere.

Dimensiunile carcasei, care rezultă din calculul circuitului magnetic, sunt totdeauna suficiente şi din punct de vedere al rezistenţei mecanice şi al rigidităţii.

In secţiunea transversală a maşinii, carcasele pot să aibă o formă inelară circulară, sau o formă inelară poligonală.

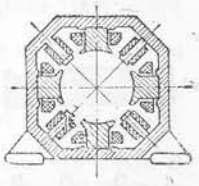


Fig. 26. Carcasa unui motor de macara.

Carcasele de formă poligonală sunt utilizate în cazul când este necesar să se reducă gabaritul maşinii, deoarece, în acest fel se utilizează mai bine spaţiul interior al maşinii pentru plasarea polilor principali şi auxiliari (fig. 26).

Astfel de carcase sunt folosite la motoarele de tracţiune, de macara şi de nave, adică în cazurile în care spaţiul disponibil pentru plasarea maşinii este limitat. Pentru aceste cazuri, materialul folosit pentru carcasă este oţelul turnat sau în cazul când greutatea maşinii are un rol secundar, fonta.

Carcasele în formă inelară circulară, pentru maşinile mici, se execută foarte adeseori, în tehnica sovietică, dintr'o bucată de ţeavă de oţel trasă, la care se sudează sau se bulonează tălpile. Această soluţie constructivă a fost adoptată şi în cazul unor motoare de tracţiune pentru transportul urban.

De multe ori la maşinile de puteri mai mari, corpul inelar al carcasei este vălţuit la rece sau la cald dintr'o tablă de oţel şi apoi sudat printr'o cusătură longitudinală.

Ţinând seamă că permeabilitatea magnetică a cusăturii este mai mică decât a restului materialului, cusătura se aşează în dreptul axei unuia dintre polii principali ai maşinii. Tălpile maşinii se confecţionează, deasemenea, de multe ori din

oţel laminat şi se sudează de carcasă. Poziţia lor nu trebue să creeze dificultăţi pentru executarea găurilor destinate buloanelor care fixează polii.

Carcasele sudate sunt adesea mai puţin costisitoare decât cele de oţel turnat. Carcasele de fontă au un preţ aproape egal cu al celor sudate. In cazul când fabricile de maşini electrice au o turnătorie proprie şi execută maşini în serie, carcasele turnate pot deveni mai ieftine decât cele sudate.

La maşinile de puteri mari şi chiar mijlocii de obicei lagărele nu sunt susţinute de scuturi prinse de carcasă prin buloane, ci sunt fixate pe suporţi, care se montează pe placa de fundaţie a maşinii, pe care se fixează şi carcasa.

Maşinile de curent continuu de puteri mari, care de cele mai multe ori sunt maşini de turaţie redusă, au un număr mare de poli şi dimensiuni mari. Au fost construite în acest fel motoare de laminoare, ale căror carcase au diametrul de circa 5 m. Carcasele acestor maşini sunt constituite obişnuit din două jumătăţi separate printr'un plan orizontal şi caracterizate prin dimensiuni relativ mici ale secţiunii magnetice a carcasei, în comparaţie cu diametrul acesteia.

Dimensiunile mici ale secţiunii magnetice a carcasei impun execuţia unor nervuri inelare, pentru a-i asigura o rigiditate suficientă.

Carcasa maşinilor de curent continuu se dimensionează, de cele mai multe ori, pe consideraţii electromagnetice. Totuşi, în cazul când diametrul este mai mare decât 1 200 mm, se face şi o verificare mecanică, care se reduce la calcularea momentului de inerţie al secţiunii carcasei, care nu trebue să fie mai mic decât valoarea dată de următoarea relaţie:

$$I_{min} = \frac{0,58}{E} D^2 l_{Fe} r_s^2,$$

în care: I_{min} este momentul de inerţie minim al secţiunii carcasei, în cm^4;
D — diametrul rotorului;
E — modulul de elasticitate al materialului;
l_{Fe} — lungimea fierului activ al maşinii;
r_s — raza centrului de greutate a secţiunii carcasei.

Secţiunea carcasei este, în majoritatea cazurilor, dreptunghiulară, eventual puţin bombată (fig. 27, *a*). Uneori carcasa este prelungită spre margini, pentru a susţine sculturile (fig. 27, *b*). Dacă este necesar să

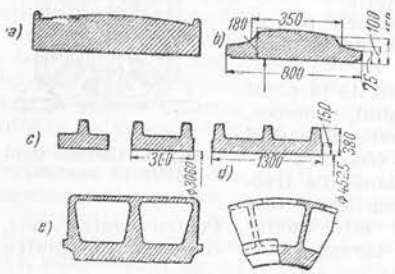


Fig. 27. Diferite secţiuni de carcase pentru maşini de curent continuu.

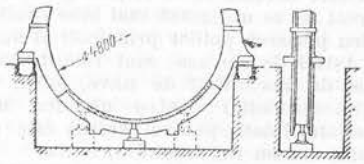


Fig. 28. Carcasă mare cu suport de susţinere suplimentar.

se mărească momentul de inerţie, secţiunea poate să ia forma din fig. 27, *c*.

Uneori, când carcasa este de fontă, i se dă forma reprezentată în fig. 27, *d*. In cazul carcaselor de oţel laminat, se recomandă sistemul sovietic din fig. 27, *e*.

Pentru maşini de curent continuu de putere mare şi turaţie mică, la care diametrul poate avea valori foarte mari, se pot folosi, înafară de tălpile proprii, şi suporţi de susţinere intermediară, aşa cum este reprezentat în fig. 28.

Suportul de susţinere poate fi prevăzut cu şurub de reglaj, conform fig. 29.

14. **Polii.** Maşinile de curent continuu sunt prevăzute cu două feluri de poli:
— poli principali, pe care se aşează bobinele de excitaţie;
— poli auxiliari, pe care se aşează bobinele de comutaţie.

Atât la maşinile de curent continuu cât şi la maşinile sincrone, polii se compun din miez şi din piesa polară.

Miezul este partea pe care se aşează bobinajul, iar piesa polară este partea

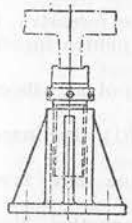


Fig. 29. Suport de susţinere cu şurub de reglaj.

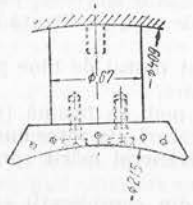


Fig. 30. Pol principal cu miez masiv şi piesă polară executată din tole.

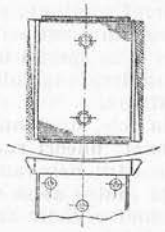


Fig. 31. Pol principal cu întrefier variabil şi piesă polară cu margine oblică.

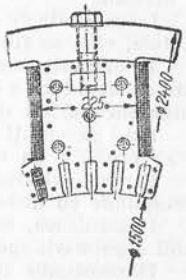


Fig. 32. Pol principal cu bobinaj de compensaţie.

situată spre întrefier, având o formă evazată, în scopul de a asigura o distribuţie a fluxului în întrefier pe o suprafaţă cât mai mare.

Polii principali se execută fie masivi, fie din tole, sau combinat, cu miezul masiv şi piesa polară din tole. In fig. 30 este reprezentată în secţiune transversală această ultimă soluţie.

Polii auxiliari se execută numai masivi, fie că piesa polară este din aceeaşi bucată, fie că este aplicată.

Secţiunea miezului polilor este, de regulă, dreptunghiulară, cu muchiile rotunjite. Forma dreptunghiulară permite ca diametrul maşinii să nu aibă dimensiuni prea mari.

Piesa polară poate fi executată pentru un întrefier constant, sau poate fi trasată astfel încât întrefierul să fie mărit progresiv spre margine, sistem recomandat de tehnica sovietică şi care prezintă avantajul că favorizează comutaţia (fig. 31). Tot în acest scop, piesa polară poate avea marginile înclinate faţă de axa maşinii (fig. 31).

Polii masivi, fie că sunt poli principali, fie că sunt poli auxiliari, se execută din oţel turnat sau laminat. In acest din urmă caz, piesa polară se face masivă. Din punct de vedere economic, se preferă ca ea să fie solidarizată prin sudură electrică.

Pentru reducerea pierderilor prin variaţia inducţiei în piesa polară, mai ales la maşinile cu întrefier mic, aceasta se execută din tole. Acest sistem favorizează şi ştanţarea crestăturilor pentru bobinajul de compensaţie (fig. 32). In acest caz, tolele se execută prin ştanţare din tablă silicioasă, sau mai curent de oţel obişnuit de 0,5—1 mm grosime. Acestea se ştanţează, se fac pachete şi se nituesc, formând un bloc, care se solidarizează prin şuruburi de miezul polului (fig. 30).

Deobicei, se foloseşte tabla neagră sau tole magnetice de 1 mm grosime, care se împachetează şi se presează între două plăci de strângere de 6—12 mm grosime şi se nituesc cu nituri având capul îngropat în grosimea acestor plăci.

In loc de plăci de strângere masive, în unele cazuri se pot folosi şi pachete de tole având aceeaşi grosime totală, solidarizate prin sudură prin puncte.

La maşinile mai noi fabricate de industria sovietică se foloseşte mai rar acest sistem, în schimb se utilizează poli executaţi complect din tole dintr'o singură bucată cu piesa polară (fig. 32).

Prinderea polilor de carcasă se face aproape exclusiv prin şuruburi, deobicei minimum două. Şuruburile trebue să susţină, afară de greutatea proprie a polului şi a bobinei, şi forţa de tracţiune mecanică, care rezultă din cuplul de rotaţie al maşinii.

La maşinile de curent continuu, şuruburile pot fi înşurubate direct în pachetul de tole, care se filetează în acest scop, dacă a fost bine presat.

In anumite cazuri şi în special la maşinile sincrone, polul are o fereastră, în care se introduce o bară dreptunghiulară de oţel, prevăzută cu filet pentru înşurubarea şuruburilor de fixare.

Polii executaţi din tole, dacă nu sunt destul de bine presaţi, pot să vibreze şi să producă un sgomot, uneori supărător.

Pentru evitarea acestui desavantaj, polii se înclină (v. fig. 31). Inclinarea corespunde cu distanţa dintre două crestături ale rotorului.

Deasemenea, sistemul sovietic cu întrefierul mărit spre margine este favorabil suprimării sgomotului.

Dimensiunile polilor rezultă numai din consideraţii electromagnetice. Verificarea mecanică se reduce de obicei numai la verificarea şuruburilor de fixare, şi se face în special pentru maşini care au o putere mai mare decât 100 kW.

E. Construcţia rotorului maşinilor sincrone

15. **Generalităţi.** Rotorul sau roata polară a maşinii sincrone este compusă din corpul rotorului sau jugul cu poli, butucul şi axul.

Polii maşinilor sincrone cu poli, aparenţi, au un aspect asemănător polilor maşinilor de curent continuu, iar dimensionarea lor este făcută aproape totdeauna pe consideraţii magnetice.

Spre deosebire, însă, de maşinile de curent continuu, la maşinile sincrone este necesară verificarea fixării lor din cauza forţelor centrifuge la care sunt supuşi şi care, uneori, pot avea valori considerabile.

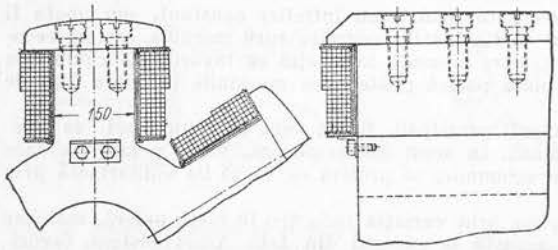


Fig. 33. Rotor cu piesa polară înşurubată.

Pentru acest motiv, când vitezele ating valori mai mari decât 80—90 m/s, construcţia rotorului cu poli aparenţi se înlocuieşte de obicei printr'o construcţie cu poli înnecaţi.

De foarte multe ori, în special la generatori, piesa polară este trasată astfel încât întrefierul să fie neuniform, crescând spre marginea polului. Prin acest mijloc, se poate obţine o curbă de tensiune sinusoidală în conformitate cu prevederile STAS 1893-50.

Maşinile sincrone mai mici, până la un diametru exterior al pachetului de tole de 600—750 mm, cu crestături semiînchise, pot fi prevăzute cu piese polare masive şi bineînţeles şi cu poli masivi. In acest caz, se poate folosi o construcţie foarte simplă (fig. 33), în care polii sunt turnaţi dintr'o singură bucată cu jugul.

După prelucrare şi montarea bobinelor, se înşurubează piesele polare.

Şuruburile trebue să reziste la forţa centrifugă rezultată din masa proprie şi masa bobinei aflate în mişcare, la care se adaugă şi forţele magnetice radiale.

La maşini mai mari, polii se execută aproape totdeauna separaţi de jug, deoarece construcţia acestuia este mult mai simplă, atât pentru turnare, cât şi pentru prelucrare.

De cele mai multe ori, piesele polare se execută din tole, pentru a micşora pierderile suplimentare produse de variaţia inducţiei în piesele polare.

La motoarele sincrone cu pornirea în asincron, prevăzute cu colivie, această construcţie este foarte uzuală.

Trebue subliniat că industria sovietică a executat noi serii de maşini sincrone cu pornire în asincron, cu piese polare masive. Aceste piese polare au rolul de colivie de pornire, prezentând mari avantaje, confirmate de rezultatele foarte bune obţinute în exploatare.

16. **Jugul.** Jugul se execută din fontă, din oţel turnat sau din oţel laminat şi sudat.

Rotoarele generatorilor acţionaţi de maşini cu piston (maşini cu abur, motoare cu gaz, motoare Diesel), având un cuplu variabil, trebue să aibă un moment de inerţie cât mai mare, pentru a se putea asigura funcţionarea în paralel a generatorilor.

In trecut, consideraţii de execuţie economică a acestor rotoare duceau la construcţia de rotoare cu poli exteriori aplicaţi asupra unui volant obişnuit, pe care erau fixaţi polii în mod analog cu fixarea polilor la statoarele maşinilor de curent continuu. O astfel de construcţie, pe lângă dificultatea de execuţie a turnării volantului, îngreuna şi execuţia statorului maşinii, mărind astfel preţul de cost al întregii construcţii.

Pe lângă aceasta, condiţionarea dimensiunilor fundamentale ale generatorului de către cele ale volantului, nefiind, deobicei, în concordanţă cu dimensiunile optime din punctul de vedere al calculului electric al maşinii, ducea la un consum mai mare de materiale active.

Ţinându-se seamă de aceasta, s'a ajuns la crearea de noi tipuri constructive de rotor, execuţia statorului rămânând cea obişnuită.

Construcţia care se foloseşte des este cea în care rotorul generatorului este solidarizat lateral de un volant de tip obişnuit. O astfel de construcţie permite să se adopte, atât pentru maşina sincronă, cât şi pentru volant, dimensiuni optime şi să se obţină astfel construcţia cea mai uşoară şi mai puţin costisitoare.

Când diametrul roţii polare depăşeşte anumite limite, aceasta se execută din două sau din mai multe părţi. Solidarizarea acestor părţi se face prin şuruburi şi inele montate la cald.

Pentru viteze mari, care depăşesc 80—100 m/s, la care valoarea forţelor centrifuge este foarte mare, jugul se execută din inele laminate sau forjate din oţel de calitate superioară, de preferinţă, oţel aliat. Aceste inele se forjează în lăţimi de 200—400 mm, pentru a se asigura condiţii cât mai bune de forjare.

Diametrul exterior maxim al acestor inele nu trebue să depăşească dimensiunea admisă la transport, care, la vagoanele de cale ferată, este de 4 400 mm.

In cazul vitezelor şi diametrelor mari, pentru a se evita solicitările la încovoiere, care se produc în obadă atunci când spiţele sunt solidarizate radial cu obada, se realizează o construcţie a rotorului cu aşa numita obadă (coroană) liberă. In acest caz în obadă se produc numai solicitări la întindere, ceiace constitue principalul avantaj al rotoarelor având obada liberă. In schimb, însă, această execuţie prezintă desavantajul că în timpul învârtirii rotorului se produce o îndepărtare a obezii de spiţe, lăsând un interspaţiu radial între spiţe şi suprafaţa obezii, care poate să atingă valori de 1—2 mm.

Pentru a se înlătura acest lucru, inelele care formează obada sunt trase pe butucul cu spiţe, la cald la o temperatură de 80...90°C. Strângerea la cald trebue

calculată astfel, încât ea să continue să se exercite şi în cazul când maşina este antrenată la viteza de încercare.

Pentru a se realiza acest lucru, la efortul rezultat din forţele centrifuge se adaugă un spor de 5%, pentru a se obţine efortul necesar strângerii la cald.

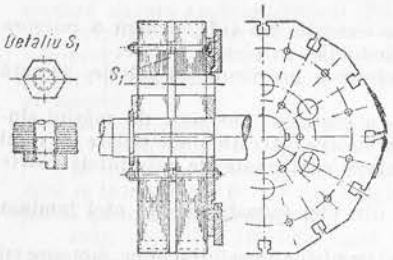


Fig. 34. Rotoare executate din table împachetate, în formă de discuri.

La maşini mai lungi, se montează o serie de inele de acest fel unul lângă altul, lăsându-se între ele un spaţiu de 30—40 mm, pentru canale de ventilaţie.

In unele construcţii, roata polară nu are spiţe, ci ea este formată dintr'un butuc forjat, şi un jug executat dintr'un inel laminat. In loc de spiţe, sunt folosite plăci de tablă cu grosimea de 30 mm. Atât statorul, cât şi rotorul sunt executate din două jumătăţi. Solidarizarea celor două jumătăţi ale rotorului este asigurată prin patru şuruburi la butuc şi opt inele trase la cald pe nişte piese potrivite, sudate fiecare de cele două părţi.

Rotoarele, în special cele pentru generatoarele mari, pot fi executate şi din tablă obişnuită după două sisteme:

— rotoare din miezuri în formă de inele sau de discuri (fig. 34);

— rotoare din miezuri în formă de sectoare cu spiţe.

Rotorele din discuri se execută cu diametrul de maximum 4 400 mm, pentru a putea fi transportabile pe calea ferată. Rotoarele din sectoare cu spiţe au o structură compusă, constând, în principal, din trei grupuri de piese:

1. Partea centrală a rotorului este formată dintr'un butuc de oţel turnat, care se montează pe ax şi care este prevăzut cu nişte flanşe frontale. De aceste flanşe se fixează cu şuruburi două discuri inelare, de care se prind prin şuruburi spiţele rotorului (fig. 35).

2. Sistemul de spiţe împreună cu aceste discuri formează un al doilea ansamblu de construcţie a rotorului.

3. Obada, construită din sectoare de tablă împachetate, reprezintă a treia grupă de piese, care formează coroana rotorului.

Numărul de spiţe al rotorului este ales în funcţie de numărul de sectoare de tole, din care este constituită obada.

Spiţele se execută din profile laminate în dublu T, sau din tole sudate.

Legătura dintre spiţe şi obadă se face numai tangenţial, iar în direcţie radială nu există nicio legătură.

Sectoarele obezii se execută din table obişnuite cu grosimea de 6 mm, prin ştanţare cu o presă specială, foarte puternică. Matriţa ştanţează dintr'o singură lovitură locaşul în coadă de rândunică pentru prinderea polilor, găurile pentru şuruburile de strângere, cum şi marginea exterioară şi interioară a sectorului.

Sectorul se obţine în întregime prin atâtea lovituri de presă, câţi poli sunt cuprinşi pe un sector. Marginea exterioară a sectorului capătă o formă poligonală prin aceşti poli, care pot fi executaţi cu o suprafaţă plană de contact cu coroana (obada) rotorului. Lungimea sectorului, după coarda exterioară, se alege cât mai apropiată de lăţimea unei table de oţel normale.

Pentru ca obada să aibă o cât mai mare rezistenţă mecanică şi să formeze un bloc rigid, joncţiunea sectoarelor se deplasează cu un pas polar la fiecare strat de tole. Pachetul întreg de tole este strâns apoi prin şuruburi de lungimea rotorului.

Prinderea sistemului de spiţe de butucul central se face, de cele mai multe ori, cu ajutorul unor discuri, fixate pe ambele feţe frontale.

Calităţile rotorului construit din tole împachetate sunt următoarele:

— asigurarea unei bune ventilaţii, atât a bobinajelor rotorului, cât şi a bobinajelor statorului, datorită realizării unor spaţii între sectoare, prin care poate să aibă acces aerul de răcire (canale de ventilaţie);

— calitatea superioară a materialului întrebuinţat pentru executarea coroanei,

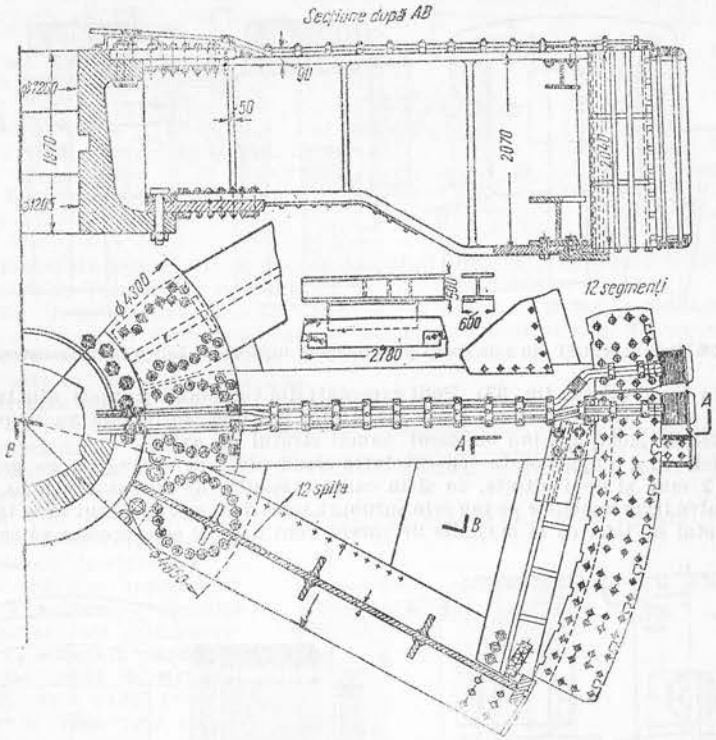


Fig. 35. Rotoare cu obadă din table împachetate.

care înlătură necesitatea de a se efectua în fabrică încercarea la turaţia normală şi ambalarea rotorului;

— realizarea uşoară a transportului pieselor de rotor dela fabrică la locul de montare;

— condiţii uşoare de montaj.

In legătură cu această construcţie, este interesant să se menţioneze construcţia marilor hidrogeneratori sovietici dela Centrala hidroelectrică de pe Nipru.

In fig. 25 este reprezentată o secţiune într'un astfel de generator.

Spiţele rotorului sunt constituite din grinzi cu inimă plină, în construcţie sudată şi bulonată. Pe butucul cu un diametru exterior de circa 1 800 mm, sunt bulonate două discuri, iar spiţele în număr de 12 sunt formate din grinzi în dublu T, contravântuite şi bulonate de aceste plăci. Jugul este format din sectoare de tole, împachetate după metoda indicată mai sus.

17. **Polii rotorului.** Polii rotorului se pot executa în trei moduri: complect masivi, în întregime din tole, sau având numai piesa polară executată din tole;

prinderea polilor de jug se face la toate aceste sisteme în mod asemănător. Polii masivi se execută aproape totdeauna din oţel turnat şi foarte rar, din fontă, iar forma lor este, de cele mai multe ori, dreptunghiulară, cu muchii rotunjite.

Dacă polii sunt dintr'o bucată cu jugul, piesele polare sunt fixate obişnuit în

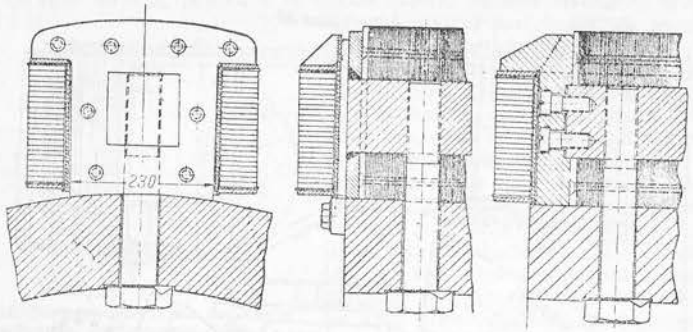


Fig. 36. Poli executaţi din tole fixaţi prin buloane înşurubate într'o bară transversală.

poli prin şuruburi (v. fig. 33). Polii executaţi din tole sunt ştanţaţi din tablă de oţel de 1—1,5 mm şi, uneori, chiar de 2 mm grosime. Intre tole nu se prevede niciun fel de izolaţie, fiind suficient numai stratul de oxid.

Tolele sunt împachetate separat între două plăci de strângere, cu grosimea de 6—12 mm, şi apoi nituite, ca şi în cazul maşinilor de curent continuu.

Pentru fixarea polilor pe jug prin şuruburi, uneori nu este suficient să se taie filet în pachetul de tole, ca la maşinile de curent continuu, ci este necesar să se introducă în pachetul de tole o bară de oţel dreptunghiulară, în care se taie filetul şuruburilor de fixare. Această bară de oţel se fixează, prin sudare sau prin înşurubare, de plăcile de strângere frontale, fiind preferabil să se execute această operaţie chiar la presă (fig. 36).

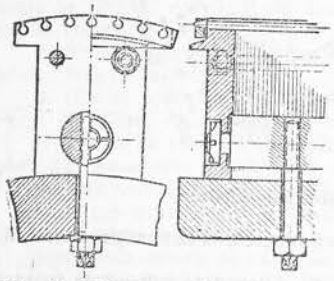


Fig. 37. Poli executaţi din tole fixaţi prin buloane înşurubate într'o bară transversală (construcţie sovietică).

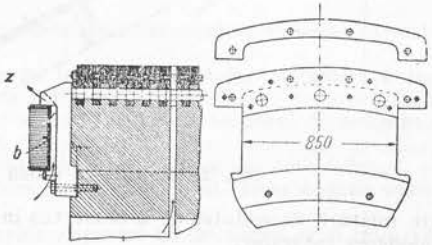


Fig. 38. Poli cu caseta bobinei întărită şi cu canal de ventilaţie.

In tehnica sovietică, această construcţie a fost simplificată prin faptul că bara de oţel dreptunghiulară a fost înlocuită cu una rotundă, care este prinsă la presă de plăcile de strângere frontale (fig. 37).

Pe feţele frontale ale polilor, bobina polară este susţinută de plăcile de strângere, care sunt prevăzute în acest scop cu un nas (notat cu Z în fig. 38).

In acest caz, a fost posibil să se lase între bobină şi pol un spaţiu b, pentru aerul de răcire.

In fig. 37 caseta bobinei este întărită la capete în mod special pentru a rezista mai bine la eforturi.

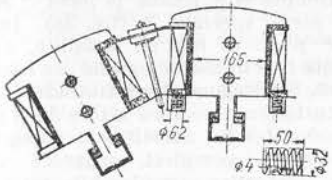


Fig. 39. Poli executaţi din tole cu prindere în T.

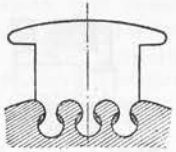


Fig. 40. Poli executaţi din tole cu prindere în T multiplu.

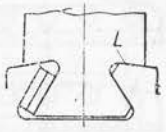


Fig. 41. Coadă de rândunică cu fixare laterală prin pene.

Sistemul de construcţie al polilor executaţi din tole mai poate fi folosit şi cu prindere în T în forma reprezentată în fig. 39 şi 40.

In fig. 41, prinderea polilor se face printr'un sistem de fixare în coadă de rândunică, prevăzut cu două pene, care se bat în sens contrar (fig. 42).

Acelaşi sistem se foloseşte şi la fixarea reprezentată în fig. 43. Inclinaţia penelor este cel mai adesea de 2%.

Execuţia polilor confecţionaţi din tole uşurează realizarea construcţiei cu canale de ventilaţie.

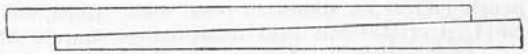


Fig. 42. Baterea penelor din fig. 41.

Distanţele dintre pachetele de tole sunt asigurate prin inele potrivite, montate pe buloanele de strângere.

In sistemul reprezentat în fig. 41, trecerea fluxului magnetic se face prin suprafeţele L, adică în mod mai avantajos decât în sistemul din fig. 43, unde trecerea fluxului se face prin suprafaţa K.

Avantaje similare prezintă şi construcţia din fig. 44.

In cazuri mai rare se foloseşte şi construcţia mixtă, adică contrucţia la care piesa polară este făcută din tole, în timp ce miezul este masiv.

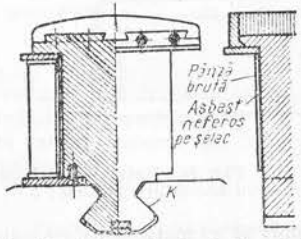


Fig. 43. Pol masiv şi piesă polară executată din tole prinse prin coadă de rândunică cu fixare inferioară cu pene.

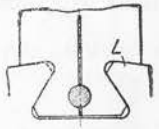


Fig. 44. Coadă de rândunică cu fixare printr'un bolţ de despicare.

Piesa polară este executată din tole nituite între ele şi este prinsă printr'un sistem de fixare în coadă de rândunică, care a fost realizat prin fixare pe suprafaţa polului (fig. 45). Un alt mod de construcţie este cu miezul polului rotund, iar piesa polară dreptunghiulară fixată prin coadă de rândunică sau prin sistem pieptene, reprezentat în fig. 38.

Acest sistem este folosit la polii foarte laţi, astfel cum este necesar la generatorii monofazaţi pentru frecvenţa de $16^2/_3$ Hz, utilizaţi în tracţiunea electrică.

Strângerea pachetelor de tole se face cu nituri sau cu buloane.

După introducerea bobinelor, se aşează piesele polare, care sunt potrivite în şanţurile prelucrate anterior în roata polară.

Piesa polară este fixată prin buloane. Plăcile de capăt se introduc pe la partea laterală a bobinei şi sunt înşurubate dedesubt prin buloane speciale.

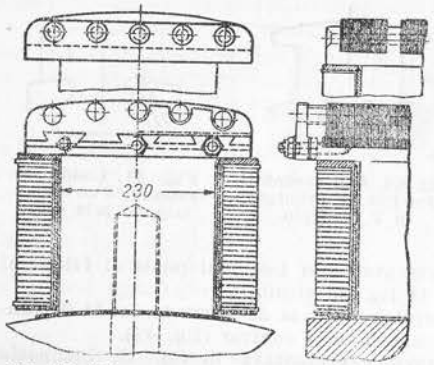


Fig. 45. Pol masiv cu piesa polară din tole fixată prin coadă de rândunică.

Bobina este fixată la locul ei prin nişte piese speciale Z (fig. 38). Intre aceste piese se lasă un spaţiu b, care serveşte la circulaţia aerului de răcire.

18. **Turbogeneratorii.** Rotoarele marilor turbogeneratori, cu viteze de 3 000 şi 1 500 rot/min, constitue o categorie constructivă complect separată din cauza eforturilor considerabile produse de forţele centrifuge.

Modurile de construcţie arătate mai sus nu mai pot fi aplicate în acest caz.

Până la 1 500 kVA, realizarea unor astfel de construcţii nu prezintă dificultăţi prea mari. Rotorul este constituit din discuri de tablă care se presează pe ax. Rotoarele pot fi executate cu crestături radiale şi rareori cu crestături paralele (fig. 46, a). Pentru ca penele (K) să nu slăbească prea mult dinţii, ele se execută dinţate şi, în consecinţă, şi crestăturile sunt deasemenea, dinţate (fig. 46, b).

Axul turbogeneratorului este fixat de acest rotor prin flanşe, şi anume, prin montarea unor rondele intermediare din materiale nemagnetice.

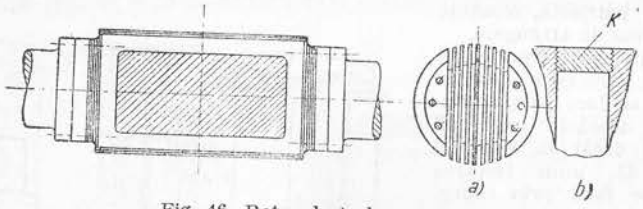


Fig. 46. Rotor de turbogenerator:
a — cu crestături paralele; b — pană dinţată.

Rotoarele mai mari se execută dintr'o singură bucată (fig. 47), iar crestăturile sunt frezate în porţiunile mijlocii (fig. 47, a). Uneori, se foloseşte şi o construcţie cu dinţi separaţi, aplicaţi (fig. 47, b). Dinţii se execută din tablă de oţel de

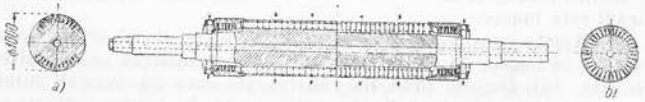


Fig. 47. Rotorul unui turbogenerator bipolar masiv de 4 000 kW:
a — cu dinţi frezaţi; b — cu dinţi aplicaţi.

înaltă rezistenţă, sub formă de pachete de 100—200 mm prin nituire şi se introduc în canale axiale, frezate în mod special în corpul rotorului.

Această construcţie prezintă avantajul că permite ca bobinele să fie executate în exterior.

Bobinele se montează pe rotor, iar rotorul se complectează prin introducerea dinţilor. In acest caz, penele care susţin bobinajul din crestături sunt de formă normală, în coadă de rândunică, deoarece, spre deosebire de crestăturile paralele, în situaţia aceasta dinţii radiali au spre vârf o lăţime mai mare.

Părţile frontale ale bobinajului trebue sprijinite în toate direcţiile, astfel încât să nu existe posibilitate de deplasare în niciun sens. In acest scop, peste capetele de bobină se trage o capă de material antimagnetic sau se execută cu o deosebită atenţie bandaje de sârmă de oţel.

Straturile se bandajează folosind tensiuni diferite în bandaje, cele de jos cu tensiuni mai mari, atingând limitele de elasticitate, iar cele de sus, cu tensiuni mai mici, astfel încât, la încercarea la forţa centrifugă, toate straturile să fie solicitate în mod aproape egal. Rotoarele turbogeneratorilor de construcţie sovietică foarte mari, de 120 000 kVA la 3 000 rot/min sunt executate complect masive, singura construcţie care se pretează la astfel de performanţe (fig. 47).

Rotoarele mai mari, cu patru poli, cel mai adesea nu mai pot fi executate în condiţii bune dintr'o singură bucată şi, în acest caz, se execută din inele care se trag la cald peste arbore.

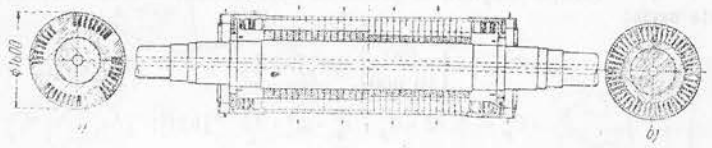


Fig. 48. Rotorul unui turbogenerator cu patru poli, executat din inele trase la cald pe arbore:
a — cu dinţi dintr'o bucată; b — cu dinţi aplicaţi.

In fig. 48 este reprezentat un astfel de rotor al unui turbogenerator de 50 000 kVA, şi anume, în fig. 48, a în varianta având dinţi dintr'o bucată cu rotorul, iar în fig. 48, b în varianta având dinţi aplicaţi.

In acelaşi fel se mai poate executa rotorul din discuri (fig. 49), cu dinţii din aceeaşi bucată sau cu dinţii aplicaţi.

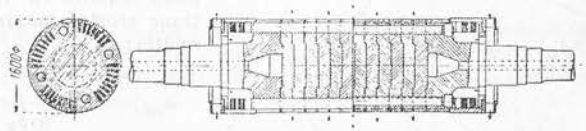


Fig. 49. Rotorul unui turbogenerator cu patru poli, executat din discuri bulonate, cu dinţi executaţi dintr'o bucată.

La această construcţie buloanele de strângere ale discurilor trebue să realizeze un corp complect rigid.

Ca material pentru rotoarele turbogeneratorilor se folosesc oţeluri de calitate superioară, cu proprietăţi mecanice ridicate, ca oţel mangan sau oţel crom-nichel având rezistenţe la rupere între 60 şi 90 kg/mm^2.

F. Calculul de rezistenţă mecanică al rotoarelor maşinilor sincrone

19. **Calculul fixării polilor prin coadă de rândunică.** Adoptând notaţiile din fig. 50 şi considerând că $\alpha = 60°$, iar raza de curbură $r = \frac{h}{8}$, forţele care acţionează asupra sistemului sunt:

— forţa principală totală C_p' de smulgere a polului, care se compune din forţa centrifugă C_p exercitată de polul complect, inclusiv bobinajul de cupru, plus forţa electromagnetică de atracţie Z;

— forţa de reacţiune P de pe suprafaţa AG, care se descompune în două forţe, una P_1, normală pe planul AC, şi una tangenţială P_2.

Dacă se notează:

G_p — greutatea polului, în kgf;
B_δ — inducţia în întrefierul maşinii;
l_p — lăţimea piesei polare, în cm;
b_p — lungimea piesei polare, în sensul axului maşinii, în cm;
h — înălţimea cozii de rândunică;
r_p — raza centrului de greutate al polului complect, în cm;
n — turaţia maşinii, la proba de supraviteză, conform STAS 1893-50

se poate scrie:

$$Z = 4\left(\frac{B_\delta}{10\ 000}\right) l_p\, b_p\,[\text{kgf}];$$

$$C_p = 1{,}12 \cdot G_p \cdot r_p \cdot n^2 \cdot 10^{-5}\,[\text{kgf}];$$

$$C_p' = C_p + Z = 1{,}12 \cdot G_p \cdot r_p \cdot n^2 \cdot 10^{-5} + 4\left(\frac{B_\delta}{10\ 000}\right) l_p\, b_p\,[\text{kgf}].$$

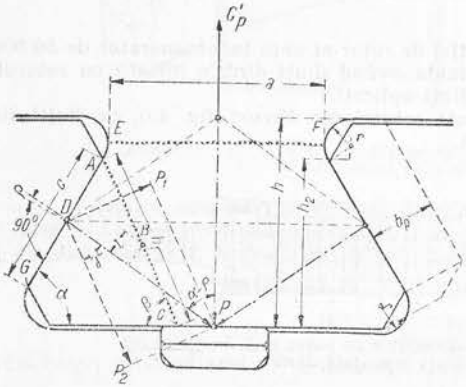


Fig. 50. Forţele care acţionează în cazul fixării polilor prin coadă de rândunică.

O secţiune periculoasă este cea gâtuită EF, unde forţa C_p' acţionează la tracţiune. Dacă se ţine seamă şi de faptul că repartizarea eforturilor nu se face uniform şi că în punctele de margine E şi F este mai mare, se poate admite că în această secţiune efortul maxim este dat de relaţia:

$$\sigma_{max} = 1{,}65\,\frac{C_p'}{a \cdot b_p}\quad [\text{kgf/cm}^2].$$

O altă secţiune periculoasă este cea notată în figură cu AC. Asupra acestei secţiuni acţionează o serie de eforturi combinate: un efort de tracţiune, datorit forţei normale P_1, un efort de forfecare, datorit forţei tangenţiale P_2, şi un efort de încovoiere, datorit momentului forţei P şi braţului de pârghie l asupra secţiunii AC. Din cauza for-

ţelor de frecare dintre cele două suprafeţe, care vin în contact în porţiunea AG forţa OP nu este normală pe suprafaţa AG ci face un unghi ρ cu această normală. Din aceiaşi cauză, secţiunea periculoasă AC face în punctul C un unghi mai mare decât α.

Adoptând pentru coeficientul de frecare o valoare $\mu = 0{,}1$; pentru $\rho = 6°$ (pentru oţel laminat) şi pentru $\alpha = 60°$, $\beta = 65°$ şi $l < 0{,}325\, h_1$, se obţine un efort maxim în secţiunea AC dat de relaţia:

$$\sigma_{max} = -\,1{,}75\,\frac{C_p'}{b_p \cdot h}\quad [\text{kgf/cm}^2].$$

20. **Solicitările în jug şi în cozile de rândunică ale jugului.** Solicitările în jug se determină, considerând jugul despărţit în sectoare, după secţiuni de felul celor notate cu EF în fig. 51. Unghiul la centru al unui astfel de sector este $2\varphi = \frac{2\pi}{2p}$.

Din punct de vedere mecanic, polii pot fi eliminaţi cu condiţia ca pe suprafeţele înclinate de felul AG să se introducă forţele de reacţiune P. Cu notaţiile din fig. 51

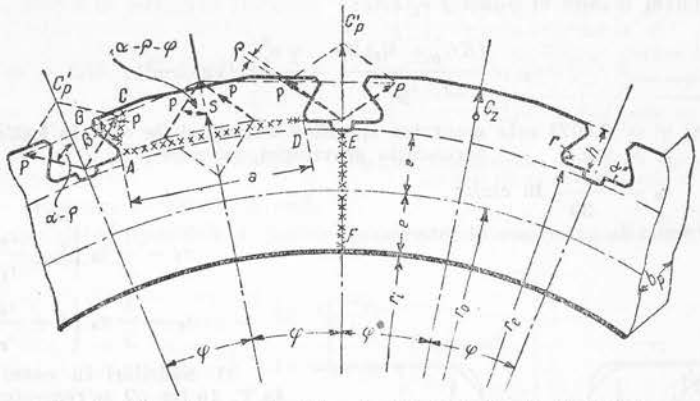


Fig. 51. Dimensionarea jugului rotorului şi cozilor de rândunică.

se vede că una dintre secţiunile periculoase este AD. Asupra acestei secţiuni acţionează cele două forţe P indicate, la care se adaugă forţa centrifugă C_z a cantităţii de material aflată deasupra secţiunii AD, cu greutatea G_z. Dacă se notează cu r_z raza centrului de greutate al acestei secţiuni se poate scrie:

$$C_z = 1{,}12\; G_z \cdot r_z \cdot n^2 \cdot 10^{-5}\,[\text{kgf}].$$

Având în vedere că şi în secţiunea AD efortul nu este uniform repartizat, se adoptă ca expresie a efortului maxim:

$$\sigma_{max} = 1{,}65\,\frac{KC_p' + C_z}{a \cdot b_p}\quad [\text{kgf/cm}^2],$$

în care K poate fi luat din tabela 2.

Tabela 2. Valorile coeficientului K

$2p$	K	$2p$	K	$2p$	K
4	1,68	14	1,28	32	1,13
6	1,55	16	1,25	36	1,12
8	1,45	20	1,20	40	1,11
10	1,38	24	1,17	48	1,10
12	1,32	28	1,15	—	—

La cozile de rândunică ale jugului există, deasemenea, secţiuni, ca cele notate cu AC, unde efortul maxim va fi similar cu cel găsit anterior:

$$\sigma_{max} = -1{,}75 \frac{C'_p}{b_p \cdot h} \quad [\text{kgf/cm}^2].$$

O altă secţiune periculoasă este secţiunea EF. Aceasta are raza interioară r_i, cea exterioară r_e, şi cea a centrului de greutate r_0 (fig. 51).

Efortul maxim în punctul r_1 este:

$$\sigma_0 = \frac{(KC'_p + C_2)\,2p}{12{,}5\, b_p \cdot e} + \frac{\gamma v_0^2}{g} \quad [\text{kgf/cm}^2],$$

în care: $\gamma = 0{,}0078$ este greutatea specifică a inelului de oţel, în kgf/cm³;
$g = 981$ — acceleraţia gravitaţiei, în cm/s²;
$v_0 = \dfrac{r_0 \pi n}{30}$ în cm/s;

iar în punctele exterioare şi interioare:

$$\sigma_i = \frac{1}{2}\sigma_0 \left(1 + \frac{r_e}{r_i}\right);$$

$$\sigma_e = \frac{1}{2}\sigma_0 \left(1 + \frac{r_i}{r_e}\right).$$

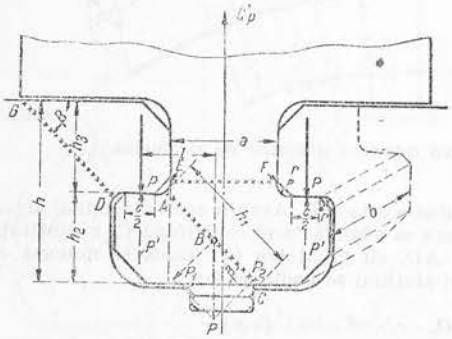


Fig. 52. Forţele care acţionează în cazul prinderii în T.

21. Solicitări în cazul prinderii în T. In fig. 52 se reprezintă forţele care acţionează în cazul unei astfel de îmbinări.

Forţele care apar în cazul acestui mod de prindere sunt similare cu cele amintite la îmbinarea în coadă de rândunică.

In acest caz, forţa P este radială. Efortul maxim în secţiunea EF se calculează cu o relaţie similară celei dela îmbinarea în coadă de rândunică:

$$\sigma_{max} = 1{,}65 \frac{C'_p}{a \cdot b_p} \quad [\text{kgf/cm}^2].$$

O altă secţiune periculoasă este AC, unde există, deasemenea, un efort combinat din tracţiune, încovoiere şi forfecare. Aici braţul de pârghie l este mai mare

decât $0{,}325\, h_1$; în acest caz se neglijează efortul de forfecare şi se poate considera cu aproximaţie că efortul total maxim este compus din suma efortului la tracţiune şi la încovoiere. Se demonstrează că secţiunea AC, cea mai periculoasă, are loc pentru $\beta = 45°$. In aceste condiţii, efortul combinat maxim este:

$$\sigma_{max} = -1{,}45 \frac{C'_p}{b_p \cdot h_2} \quad [\text{kgf/cm}^2],$$

iar presiunea p pe suprafeţele de reazem este:

$$p = 1{,}45 \frac{C'_p}{b_p \cdot h_2} \quad [\text{kgf/cm}^2].$$

In jug, secţiunea periculoasă este DG. In ipoteza că $h_3 = h_2$, care, dealtfel, este realizată în general, şi că materialul jugului este identic cu cel al polului, efortul în secţiunea DG este:

$$\sigma_{max} = -1{,}45 \frac{C'_p}{b_p \cdot h_3} \quad [\text{kgf/cm}^2].$$

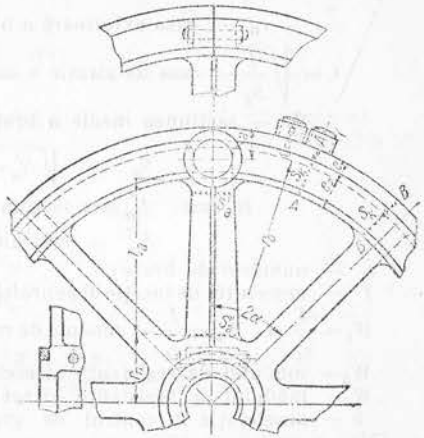


Fig. 53. Dimensiunea unui rotor tip volant, cu poli fixaţi cu şuruburi.

22. Calculul roţii polare a maşinii sincrone, tip volant. Folosind notaţiile din fig. 53 şi notând:

S_k — secţiunea coroanei, în cm²;
γ_s — greutatea specifică a polilor plus a coroanei, redusă la cea a coroanei:

$$\gamma_s = \gamma_k + \frac{2p \cdot G_p \dfrac{r_p}{r_0}}{2\pi \cdot r_0 \cdot S_k} \quad [\text{kgf/cm}^2],$$

în care:
γ_k este greutatea specifică a materialului coroanei (0,00725 pentru fontă, 0,0078 pentru oţel), în kgf/cm³;
$2p$ — numărul de poli;
G_p — greutatea unui pol complect, în kgf;
r_p — raza centrului de greutate al unui pol complect în cm;
r_0 — raza centrului de greutate al secţiunii coroanei, în cm;
γ_a — greutatea specifică a braţelor, în kgf/cm³;
g — acceleraţia gravitaţiei = 981 cm/s²;
v_0 — viteza periferică a centrului de greutate al secţiunii coroanei, în cm/s;
C_1 — constantă, având valoarea:

$$C_1 = \frac{1 - \dfrac{E_k}{E_a} \cdot \dfrac{\gamma_a}{\gamma_k} \cdot \dfrac{1}{r_0^3} \cdot \dfrac{l_a^2}{6}(3\, r_n + 2\, l_a)}{\dfrac{1}{2}\left(\dfrac{r_0}{i}\right)^2 \left(\dfrac{\alpha}{\sin\alpha} + \cos\alpha - 2\dfrac{\sin\alpha}{\alpha}\right) + \dfrac{1}{2}\left(\dfrac{\alpha}{\sin\alpha} + \cos\alpha\right) + \dfrac{S_k}{2S_a} \cdot \dfrac{E_k}{E_a} \cdot \dfrac{l_a}{r_0} \cdot \sin\alpha},$$

în care: E_k este modulul de elasticitate al materialului coroanei, în kgf/cm²;
E_a — modul de elasticitate al materialului braţelor, în kgf/cm²;
l_a — lungimea braţelor, în cm;
$\alpha = \frac{\pi}{z}$ — jumătatea unghiului dintre două braţe;
r_n — raza exterioară a butucului, în cm;
$i = \sqrt{\frac{I}{S_k}}$ — raza de giraţie a secţiunii coroanei, în cm;
S_a — secţiunea medie a braţului:

$$S_a = \sqrt{S'_a \cdot S''_a} \text{ [în cm}^2\text{]},$$

în care: S'_a este secţiunea braţului la obadă, în cm²;
S''_a — secţiunea braţului la butuc, în cm²;
z — numărul de braţe;
I — momentul de inerţie al suprafeţei coroanei, în cm⁴;
$W_1 = \frac{I}{e_1}$ şi $W_2 = \frac{I}{e_2}$ — module de rezistenţă ale secţiunii coroanei, în cm³;
W_3 — modulul de rezistenţă al secţiunii S'_a, în cm³;
W_4 — modulul de rezistenţă al secţiunii S''_a, în cm³;
b — acceleraţia în centrul de greutate al secţiunii coroanei:

$$b = \frac{r_0 \cdot M}{I_r} \text{ [cm/s}^2\text{]},$$

în care: $I_r = \frac{G \cdot D^2}{4\,g}$ este momentul de inerţie polar al rotorului, în kg · cm · s²;
M — cuplul de acceleraţie (la maşina cu abur, $M = M_d$; la maşini tandem cu gaz, $M = 4\,M_d$; la turbine cu apă, $M = 0$), în kg·cm;
$M_d = \frac{71\,600 \cdot P}{0{,}736\ n}$ — momentul maşinii în kg·cm, la turaţia n, în rot/min şi la puterea P a maşinii, în kW;
C_2 — constantă, având valoarea:

$$C_2 = \frac{r_0 \cdot \alpha\,(2\,r_n + l_a)}{2 \sin\alpha \left[r_n\,(r_n + l_a) + \frac{l_a^2}{3} \right]};$$

S_f — secţiunea fretei sau a şuruburilor unei îmbinări, la coroană, în cm²;
a — distanţa fretei sau a axei şurubului de exteriorul coroanei, în cm;
S_s — secţiunea fretei sau a şurubului, la butuc, în cm².
Solicitările se calculează în felul următor:

a) In secţiunea AA a coroanei la mijlocul dintre două braţe, efortul maxim se produce la exteriorul coroanei şi are la exterior valoarea σ_e şi la interior σ_i:

$$\sigma_e = \frac{N_A}{S_k} + \frac{M_A}{W_1}$$

şi

$$\sigma_i = \frac{N_A}{S_k} - \frac{M_A}{W_2},$$

în care: N_A este forţa de întindere:

$$N_A = S_k \frac{\gamma_s}{g} \cdot v_0^2\,(1 - C_1);$$

M_A — momentul de încovoiere:

$$M_A = S_k \frac{\gamma_s}{g} \cdot v_0^2 \cdot r_0 \cdot C_1 \left(1 - \frac{\sin\alpha}{\alpha}\right).$$

b) In mod similar, în secţiunea BB:

$$\sigma_e = \frac{N_B}{S_k} + \frac{M_B}{W_1}$$

şi

$$\sigma_i = \frac{N_B}{S_k} - \frac{M_B}{W_2},$$

în care:

$$N_B = S_k \frac{\gamma_s}{g} v_0^2\,(1 - C_1 \cdot \cos\alpha);$$

$$M_B = -\,S_k \frac{\gamma_s}{g} \cdot v_0^2 \cdot r_0 \cdot C_1 \left(\frac{\sin\alpha}{\alpha} - \cos\alpha\right).$$

c) In secţiunea S'_a a braţului, la obadă:

$$\sigma' = \frac{N'}{S'_a} \pm \frac{M'}{W_3},$$

în care:

$$N' = 2\,S_k \frac{\gamma_s}{g} \cdot v_0^2 \cdot C_1 \cdot \sin\alpha;$$

$$M' = 2\,S_k \frac{\gamma_s}{g} \cdot b \cdot r_0 \left[(r_n + l_a)\,C_2 \cdot \sin\alpha - r_0 \cdot \alpha\right].$$

d) In secţiunea S''_a dela butuc a braţului:

$$\sigma'' = \frac{N''}{S''_a} \pm \frac{M''}{W_4},$$

în care:

$$N'' = 2\,S_k \frac{\gamma_s}{g} \cdot v_0^2 \cdot C_1 \cdot \sin\alpha + S_a \frac{\gamma_a}{g} \left(\frac{v_0}{r_0}\right)^2 \cdot l_a \left(r_n + \frac{l_a}{2}\right);$$

$$M'' = -\,2\,S_k \frac{\gamma_s}{g} \cdot b \cdot r_0\,(r_0 \cdot \alpha - r_n \cdot C_2 \cdot \sin\alpha).$$

e) La îmbinarea coroanei:

$$\sigma = \frac{N_B}{S_f} \pm \frac{M_B}{a \cdot S_f}.$$

f) La îmbinarea butucului:

$$\sigma = \frac{N'' \cdot z}{2\pi \cdot S_s}.$$

Eforturile sunt calculate în ipoteza că între braţe şi coroană nu există o diferenţă de temperatură sensibilă. Formulele exprimate mai sus pot fi folosite, în principiu, la orice fel de construcţie, studiind cu atenţie eforturile şi adoptând formulele cele mai potrivite. Ele pot fi utilizate chiar la turbogeneratori, dar, în acest caz, fiecare dinte, fiecare crestătură trebue considerată în situaţia unui pol.

G. Construcţia rotorului maşinilor asincrone şi al maşinilor cu colector de curent continuu şi alternativ

23. **Generalităţi.** Rotorul maşinilor asincrone şi ai maşinilor cu colector de curent continuu şi alternativ este complect diferit de acela al maşinilor sincrone.

Exceptând colectorul, rotorul maşinilor asincrone este identic cu cel al maşinilor cu colector, în ce priveşte realizarea construcţiei mecanice, atât din punct de vedere funcţional, cât şi din punct de vedere constructiv.

Rotoarele maşinilor asincrone şi ai maşinilor cu colector se aseamănă foarte mult între ele, singura diferenţă fiind colectorul acestora din urmă.

Rotorul maşinilor cu colector trebue însă să aibă un ax puţin mai lung, pentru a asigura spaţiul necesar colectorului.

Rotorul maşinilor asincrone şi al maşinilor cu colector se aseamănă mai mult cu statorul maşinilor de curent alternativ, fiind format din fierul activ care constitue circuitul magnetic, şi dintr'un butuc, care corespunde cu carcasa maşinilor sincrone.

24. **Circuitul magnetic.** Circuitul magnetic al rotorului maşinilor asincrone şi al maşinilor cu colector este constituit din fierul activ, asemănător cu cel al statorului maşinilor de curent alternativ.

In cazul rotoarelor mai mici, deobicei până la 20—30 kW, fierul activ se montează direct pe ax, fixându-se cu o pană de siguranţă.

La rotoarele foarte mici, fierul activ montat direct pe ax poate fi asigurat contra rotirii, făcând axul randalinat.

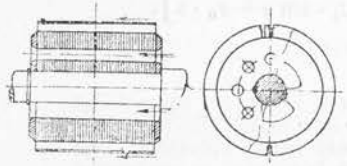


Fig. 54. Rotor prevăzut cu canale de răcire axială interioară.

Conform STAS 625-49, rotorul motorului asincron poate fi executat: *a*) în scurtcircuit, colivie simplă; *b*) în scurtcircuit, colivie dublă sau similară (cu bare înalte); *c*) bobinat cu inele colectoare, fără ridicător de perii; *d*) bobinat cu inele colectoare cu ridicător de perii.

Crestăturile pot fi executate înclinate atât faţă de raza tolei, cât şi faţă de axul rotorului (deplasare cu o crestătură).

La maşini mici, până la 10—15 kW, pachetul de tole al rotorului nu este răcit decât pe suprafeţele exterioare. Pentru maşini de puteri mai mari, până la 100—500 kW, se prevăd canale, care servesc la circulaţia aerului de ventilaţie. Aceste canale pot fi axiale (fig. 54) sau radiale (fig. 57), după sistemul de ventilaţie al maşinii.

De cele mai multe ori, în cazul când există canale radiale, se execută şi câteva canale axiale, în scopul de a permite trecerea aerului de ventilaţie în canalele radiale.

Pentru realizarea canalelor radiale, se montează între pachetele de tole ale fierului activ nişte piese de distanţă, cu o formă specială, denumite distanţori, similare cu cele care au fost indicate în cazul pachetelor de tole ale statorului.

La motoarele asincrone în colivie, pachetele de tole ale rotorului pot fi solidarizate prin colivia de aluminiu turnată direct în crestăturile rotorului, ca în cazul seriei sovietice unice A.

La rotoarele maşinilor asincrone şi ale celor cu colector de putere mică, presarea pachetelor de tole în sens axial se face cu ajutorul unor flanşe de strângere şi al unor inele de fixare, care deseori se montează la cald, sau cu ajutorul unor juguri.

Pentru a evita montajul la cald al inelelor, la maşinile fabricate în serie se foloseşte un inel deschis (potcoavă), care se montează într'un şanţ inelar, strunjit pe arbore.

Pentru a evita desfacerea inelului sub influenţa forţei centrifuge, la maşinile de mare turaţie, deasupra acestui inel crestat, se montează un inel de protecţie masiv. Calculul elementelor de fixare, care suportă presiunea axială a pachetelor de tole ale maşinilor normale, se face admiţând că presiunea care se exercită asupra pachetelor de tole este de 20 kg/cm², în cazul când nu există piese de distanţă, şi de 12 kg/cm², în cazul când se folosesc piese de distanţă. La motoarele de tracţiune şi la motoarele pentru macarale se pot lua valori mai mari.

La maşinile asincrone cu rotorul în colivie, strângerea pachetului de tole în sens axial se face cu ajutorul unor flanşe de strângere.

In cazul maşinilor asincrone cu rotor bobinat sau al maşinilor cu colector, flanşele marginale sunt obişnuit complectate cu nişte suporţi de bobinaj, pe care se reazemă capetele bobinelor (fig. 23, 55 şi 71).

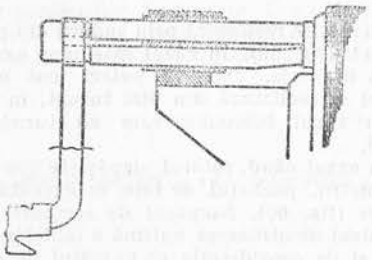


Fig. 55. Suport pentru capetele bobinelor

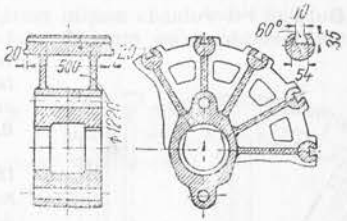


Fig. 56. Butuc turnat pentru fierul activ al unui rotor.

Acest suport, pe care se sprijină capetele bobinelor, se izolează — la maşinile mici — cu câteva straturi de preşpan, iar la maşinile mari, cu micanită.

Montarea acestor inele de susţinere a bobinajului este absolut necesară, la maşinile mai mari deoarece bandajarea bobinajului, pentru a rezista la forţa centrifugă, este altfel nesigură.

Dacă diametrul exterior al rotorului este mai mare decât circa 400 mm, pachetele de tole se montează, deobicei, pe un butuc.

In acest caz, înălţimea pachetului de tole se stabileşte numai pe baza calculului de dimensionare magnetică. Butucul rotorului poate fi executat, fie în construcţie turnată din fontă, fie din oţel turnat (fig. 56).

Butucul poate fi prevăzut cu canale sau deschideri, care să permită trecerea aerului în canalele de ventilaţie (fig. 57), sau, dacă acestea nu există, cum este cazul maşinilor mici, să permită răcirea axială interioară a rotorului (fig. 58).

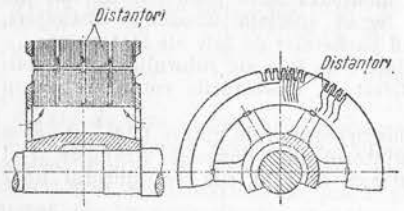


Fig. 57. Butuc prevăzut cu deschideri pentru accesul aerului în canalele de ventilaţie.

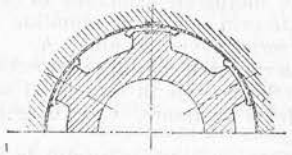


Fig. 58. Butuc cu răcire axială a pachetului de tole.

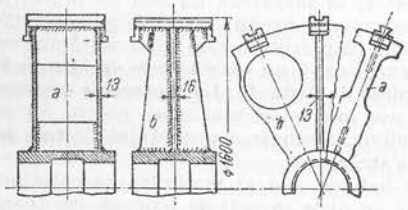


Fig. 59. Butuc de rotor sudat: *a* — cu două discuri frontale; *b* — cu un singur disc.

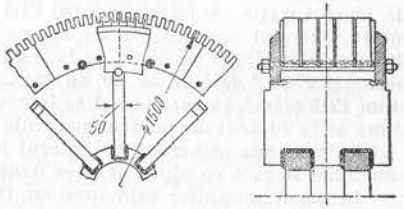


Fig. 60. Pachet rotoric executat cu tole sector.

Butucul rotorului la maşini mari, moderne, se realizează prin sudură din plăci de tablă combinate cu piese de oţel turnat (fig. 59). In cazul maşinilor care se fabrică în serie, chiar la puteri mai mari, butucul se realizează din oţel turnat, în special în cazul fabricilor care au turnătorii de oţel.

In cazul când rotorul depăşeşte 990 mm în diametru, pachetul de tole se execută din sectoare (fig. 60). Numărul de sectoare este determinat de utilizarea optimă a tablelor silicioase şi de consideraţia că numărul de crestături să fie acelaşi la toate sectoarele.

Când pachetul de tole este constituit din sectoare, fixarea pe butuc se face de cele mai multe ori prin dispozitiv de prindere în coadă de rândunică, fie că acesta pătrunde în interiorul pachetului de tole (fig. 61), fie că acesta iese din tole.

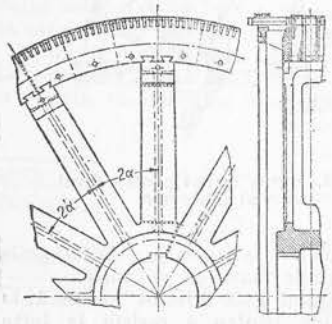


Fig. 61. Fixarea tolelor sector ale rotorului prin coadă de rândunică.

In primul caz, pe butuc se fixează pene de secţiune trapezoidală, pe care se asamblează sectoarele, în al doilea caz, butucul este prevăzut cu locaşurile respective (fig. 56). Ca şi la statorul maşinilor de curent alternativ, joncţiunea unui strat de sectoare se decalează faţă de joncţiunea stratului următor. Fiecare sector trebue prevăzut cel puţin cu două dispozitive de prindere în coadă de rândunică pentru fixarea pe butuc.

25. **Calculul de rezistenţă al rotoarelor maşinilor asincrone şi al maşinilor de curent continuu.** In cazul maşinilor asincrone şi al maşinilor de curent continuu de putere mică şi mijlocie, la care rotorul este constituit dintr'un pachet de tole cu diametrul mai mic decât 1 m, iar tolele sunt executate dintr'o bucată nu din sectoare), nu mai este cazul să se facă un calcul al rotorului, deoarece fiecare tolă are o rezistenţă mecanică suficientă pentru solicitarea care îi revine.

In cazul maşinilor de puteri mari, la care tolele sunt executate din sectoare (v. fig. 61), calculul se face după aceleaşi principii şi cu aceleaşi formule ca şi în cazul rotoarelor maşinilor sincrone (subcapitolul *F*), ţinând însă seamă de următoarele consideraţii: jugul din fig. 61 este de fapt un pachet de tole executat din sectoare alternate, iar secţiunea lui, în punctele de joncţiune ale sectoarelor, trebue considerată slăbită, aşa cum este în realitate. Imbinarea din fig. 61 poate fi considerată echivalentă cu volantul cu braţe, turnate dintr'o bucată. Eforturile rezultate din formule sunt acoperitoare, deoarece îmbinarea în coadă de rândunică nu este chiar o încastrare, cum s'a considerat la § 20. In calculul greutăţii specifice medii γ_s, trebue să se ţină seamă de cuprul din crestături, şi de dinţi. La calculul eforturilor de tracţiune în braţe trebue să se ia în consideraţie o greutate specifică γ_s' mai mare decât γ_s, care să conţină şi greutatea redusă a plăcilor de strângere cu susţinătorii lor. O altă condiţie care se impune este ca pachetul de tole să fie bine presat, pentru ca deformaţiile elastice să fie aceleaşi. Acest lucru este, în general, realizat. In cazul când rezultă un efort prea mare în tole, soluţia cea mai simplă este, de multe ori, mărirea înălţimii pachetului de tole, sau adăugirea unui jug. In cazul maşinilor lente, nu prea solicitate, cum este cazul celei din fig. 61, unde pachetul de tole este strâns cu buloane, iar efortul este transmis mai departe prin inelele de presare, se poate face un calcul simplificat al eforturilor în inelul de tole presat, considerând periculoasă secţiunea din punctul de joncţiune al tolelor. Inălţimea acesteia este cuprinsă între fundul crestăturii şi fundul găurii de trecere ale şuruburilor de presare. Dacă se notează $F = F_1 + F_2 + F_3 + \ldots$ forţa centrifugă totală, compusă din cea a inelului de strângere, a buloanelor, a bobinajului, a tolelor, etc., efortul specific, în punctul centrului de greutate, este:

$$\sigma_0 = \frac{F}{2\pi S},$$

iar efortul maxim la raza interioară a pachetului de tole este:

$$\sigma_i = \sigma_0 \frac{r_0}{r_i},$$

notaţiile având semnificaţiile dela § 20.

La maşinile asincrone, în colivie, inelele de scurtcircuitare se calculează ca inele libere, la forţele centrifuge:

$$\sigma = \frac{\gamma \cdot v^2}{981},$$

în care γ este greutatea specifică a materialului inelului de scurtcircuitare;

v — viteza periferică a inelului, în m/s.

In capitolul bobinaje a fost indicat modul cum se calculează bandajele şi capele turbogeneratorilor.

H. Colectorul şi inelele de contact (colectoare)

26. Colectorul maşinilor de curent continuu şi curent alternativ. Colectoru maşinilor de curent continuu şi de curent alternativ are un rol esenţial în funcţionarea acestor maşini. El se compune dintr'o serie de lamele izolate între ele şi izolate faţă de butucul colectorului. Materialul din care sunt executate lamelele este exclusiv cuprul electrolitic (conform STAS 642-49) tras la rece, duritate minimum 75 Brinell.

Din punctul de vedere al construcţiei, colectoarele maşinilor electrice se împart în trei grupe:

— Colectoare de formă cilindrică, ale căror lamele sunt fixate prin dispozitive în coadă de rândunică, strânse prin inele de strângere conică. Acest tip de colector este cel mai utilizat la maşinile de curent continuu şi alternativ cu o turaţie până la 3 000 rot/min (fig. 62).

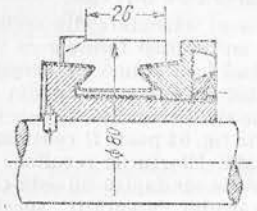


Fig. 62. Colector în formă cilindrică, cu lamelele prinse prin coadă de rândunică.

— Colectoare de formă cilindrică, la care lamelele sunt fixate cu ajutorul unor inele exterioare de oţel, având rolul de bandaje (v. fig. 73). Ele sunt folosite cele mai adesea la maşinile care au o turaţie mai mare decât 3 000 rot/min, pentru puteri de 15—25 kW.

— Colectoare în formă de disc, care sunt utilizate foarte rar, numai pentru excitatrice de mare turaţie (fig. 63).

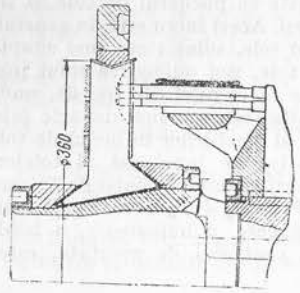


Fig. 63. Colector în formă de disc, pentru excitatrice de viteze mari.

Uneori, la maşini care au viteze de rotaţie cuprinse între 1 500 şi 3 000 rot/min, în cazul când viteza periferică a colectorului atinge valori de 35—40 m/s şi în special în cazul când lungimea lamelelor de colector depăşeşte 200—300 mm, se utilizează şi colectoare cu o construcţie combinată, adică, pe lângă prinderea în coadă de rândunică în inelele conice de strângere, se montează şi unul sau mai multe inele de bandaj.

Dispoziţia obişnuită a lamelelor de colector este ca în fig. 64.

Lamelele nu trebue să aibă o lăţime a mai mică decât 4 mm.

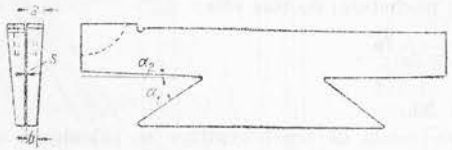


Fig. 64. Dispoziţia amelelor colectorului cilindric: a — lăţimea lamelor de colector pe suprafaţa exterioară; b — lăţimea lamelor de colector pe suprafaţa interioară; s — lăţimea lamelor de micanită; α_1 — unghiul de înclinare a cozii de rândunică; α_2 — unghiul de înclinare al lamelei faţă de suprafaţa de reazem a inelului de strângere.

Intre două lamele se plasează o lamelă izolantă de micanită s, având o grosime de 0,5—1,5 mm şi, în mod excepţional, pentru tensiuni mari, până la 2 mm.

Stratul de micanită dintre lamele nu trebue să ajungă la suprafaţa colectorului, pentru a nu roade periile, micanita fiind foarte dură. In acest scop, după ce colectorul a fost complect montat şi strunjit, se procedează la frezarea unor canale mici între două lamele de cupru învecinate, în grosimea lamelelor izolante de micanită. Izolaţia lamelelor de cupru faţă de corpul colectorului când lamelele de colector sunt fixate prin dispozitive în coadă de rândunică se face prin cilindri şi prin conuri de micanită.

Chiar la maşinile foarte mici, colectorul formează un organ complect separat, fixat pe un butuc, care se prinde direct pe ax prin pană sau, la maşini mai mari, se fixează de butucul rotorului. Colectoarele care au lamelele fixate prin dispozitive de prindere în coadă de rândunică se pot executa în mai multe construcţii:

a) Construcţia în tobă, reprezentată în fig. 65, la care lamelele, fiind strânse între două inele de formă conică, sunt presate în jos şi se reazemă pe suprafaţa izolantă a butucului.

In momentul când lamelele au venit în contact cu această suprafaţă, presiunea dintre lamele se limitează, şi colectorul ajunge la forma definitivă.

b) Construcţia în boltă. Dispoziţia colectorului în boltă (fig. 66) este asemănătoare cu cea a colectorului în tobă, cu diferenţa însă că, în acest

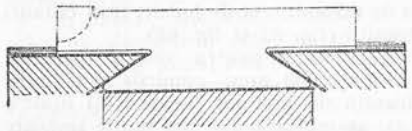


Fig. 65. Construcţia colectorului în tobă.

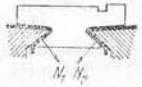


Fig. 66. Colector cu construcţia în boltă.

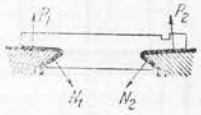


Fig. 67. Construcţia colectorului cu fixare strânsă.

caz, latura inferioară a cozii de rândunică nu mai atinge suprafaţa laterală a butucului şi, în consecinţă, întreaga presiune care se exercită pe cele două inele conice de strângere se transmite asupra lamelelor.

c) Construcţia colectorului cu fixare strânsă. In cazul colectorului cu fixare strânsă (fig. 67), prinderea lamelelor se face ca şi în cazul colectorului în boltă, fără ca lamelele de colector să atingă butucul; suprafaţa laterală a inelului de strângere face însă un unghi α_2 (v. fig. 64) cu suprafaţa formată de lamelele de colector, care se aşează pe aceste inele.

Din această cauză, se exercită o forţă suplimentară P_1 şi P_2 asupra celor două capete ale lamelelor, care împiedică, într'o măsură destul de mare, încovoierea în formă de butoi, care are tendinţa să se producă din cauza forţelor de strângere N_1 şi N_2, în cazul construcţiei în boltă a colectorului, în special în cazul colectoarelor cu lamele lungi.

Dispozitivul de fixare în coadă de rândunică este caracterizat prin unghiul α_1 (v. fig. 64) de înclinare a cozii de rândunică, care are deobicei valoarea 30°. In afară de acest unghi, intervine şi unghiul α_2, pe care îl face suprafaţa exterioară a butucului faţă de suprafaţa de reazem a capetelor lamelelor de colector în poziţia iniţială, înainte de strângere. Deobicei $\alpha_2 = 3°$.

La colectoarele mici, unghiul de înclinare al cozii de rândunică a lamelelor de colector are o valoare $\alpha_1 = 45°$.

Dispozitivul de fixare al colectorului trebue să realizeze următoarele scopuri:

— să determine o fixare cât mai perfectă a lamelelor pe colector faţă de acţiunea diferitelor forţe care se exercită, şi în special a forţelor centrifuge, păstrându-se forma perfect cilindrică a colectorului;

— să determine o presiune sub 450 kg/cm² a lamelelor de colector una faţă de alta, la orice regim de funcţionare a maşinii;

— să asigure lipsa bătăilor formei cilindrice a suprafeţei de lucru a colectorului şi înclinarea lamelelor faţă de generatrice;

— să asigure o elasticitate suficientă în direcţie axială, în special în cazul când lamelele de colector au o lungime mai mare decât 300—350 mm, pentru a permite dilatarea termică a lamelelor, fără a interveni o modificare a formei cilindrice a colectorului.

Presarea inelelor de strângere ale colectorului se face, deobicei, la presă. Ea este menţinută apoi, fie cu o piuliţă de formă inelară (v. fig. 62), care se înşurubează pe butucul colectorului, fie cu şuruburi de strângere (fig. 68), în special în cazul colectoarelor cu diametre mai mari.

In cazul când lamelele colectorului au o lungime mai mare, este preferabil ca şi şuruburile de strângere să fie cât mai lungi, pentru ca să asigure colectorului o elasticitate suficientă în direcţia axială.

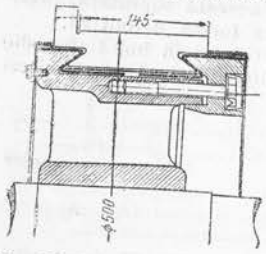


Fig. 68. Fixarea prin şuruburi a inelului de strângere al colectorului.

In adevăr, şuruburile mai lungi prezintă avantajul că, în cazul ridicării temperaturii colectorului, ele se dilată într'o măsură mai mare şi, pe de altă parte, ele au o elasticitate mai mare, reducând tensiunile mecanice excesive în lamelele colectorului.

Lamelele sunt izolate de inelele de strângere prin conuri izolante de micanită, şi de butuc, prin cilindri izolanţi de micanită (fig. 62 şi fig. 68).

In cazul colectoarelor pentru maşini mari, cu diametrul de peste 1 000 mm, conurile şi cilindrii izolanţi de micanită nu mai pot fi executaţi dintr'o bucată, ci ei se asamblează din mai multe sectoare separate. Coardele acestor sectoare nu depăşesc, deobicei, 250 mm.

Deobicei colectoarele se echilibrează static. In cazul când este necesară şi echilibrarea dinamică, fapt care intervine la rotoarele cu o turaţie de peste 4 000 rot/min, flanşa de strângere frontală a colectorului şi piuliţa de strângere au o formă specială, astfel încât să se realizeze între ele un canal circular pentru montarea greutăţilor de echilibrare (fig. 62).

Colectoarele moderne de dimensiuni mici, până la un diametru de 120 mm, se execută prin presarea lamelelor de cupru, izolate între ele prin lamele de micanită, într'o masă plastică (fig. 69). Intrebuinţarea acestor mase plastice trebue făcută cu verificarea rezistenţei mecanice la acţiunea forţelor centrifuge.

Adeseori la colectoarele mici se foloseşte, în locul masei plastice şi a conurilor de micanită, o asamblare a lamelelor de colector între două inele de ebonit, care asigură şi rezistenţa mecanică şi care au în acelaşi timp rolul de materiale izolante.

Lamelele subţiri de colector se matriţează şi apoi se strunjesc numai pe suprafaţa de lucru. Cele groase se strunjesc complect pe colectorul asamblat.

Capătul dinspre rotor al lamelelor, este prevăzut cu nişte crestături executate la freză, în care se introduc capetele conductorilor bobinajului rotoric şi se lipesc prin cositorire.

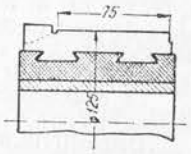


Fig. 69. Colector cu lamele presate într'o masă plastică.

Crestăturile acestea trebue să aibă o adâncime suficientă, pentru a permite plasarea tuturor conductorilor, şi o lăţime cu 0,2 — 0,3 mm mai mare decât diametrul conductorilor bobinajului rotoric, pentru a permite o execuţie bună a lipirii prin cositorire.

Colectoarele mijlocii, cu diametre cuprinse între 140 şi 1 000 mm, sunt folosite foarte mult la maşinile în care rotorul este prevăzut cu o circulaţie de aer de răcire axială prin interiorul butucului de colector (fig. 68). In cazul colectoarelor mici, cu diametre până la 140 mm, construcţia colectorului este cea în tobă, indicată mai sus, iar presiunea axială a inelelor de strângere este asigurată prin mandrinarea butucului strunjit. Fixarea flanşei de strângere la colectoarele la care diametrele nu depăşesc 200—250 mm, se poate face cu o piuliţă inelară (fig. 62).

In cazul când diametrul este mai mare şi, în special, în cazul când lungimea colectorului este mai mare, se folosesc şuruburi (fig. 68).

Folosirea şuruburilor prezintă avantajul, faţă de strângerea prin piuliţa inelară, că permite, ca şi în cazul când prelucrarea lamelelor de colector nu a fost perfect uniformă sau în cazul unor conuri de micanită de grosime neuniformă, să se realizeze o fixare mai sigură a lamelelor colectorului.

In cazul când între diametrul rotorului şi diametrul colectorului nu există diferenţă apreciabilă, conductorii bobinajului rotoric se introduc direct în crestăturile făcute în lamelele de colector.

In cazul când între diametrul rotorului şi diametrul colectorului există o diferenţă care totuşi nu este prea mare, lamelele de colector se execută cu un prag, având o înălţime potrivită, astfel încât conductorii bobinajului să poată fi lipiţi în crestătura acestui prag (fig. 68).

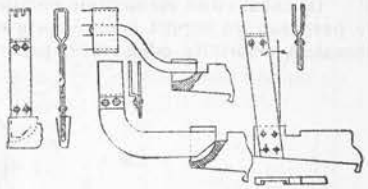


Fig. 70. Diferite forme de steguleţe pentru legături la colector.

In cazul când între diametrul rotorului şi diametrul colectorului există o diferenţă mai mare, executarea lamelei de colector cu un prag prea înalt nu este raţională. In acest caz, legarea conductorilor la lamelele de colector se face cu ajutorul unor steguleţe aplicate prin lipire (fig. 70). Steguleţele se execută din cupru recopt sau din tablă de oţel moale, cositorită, care permite un număr mare de îndoituri, în formele reprezentate în fig. 70.

Steguleţele sunt sudate în crestăturile lamelelor de colector, iar în cazul colectoarelor cu viteze periferice mari, ele sunt fixate şi prin nituire.

La colectoarele de diametru mijlociu, pentru a se evita atingerea între steguleţe, se foloseşte izolarea între ele cu adausuri de preşpan sau leteroid, folosindu-se, în acest caz, un bandaj exterior peste steguleţele colectorului.

In cazul colectoarelor pentru maşini mari, trebue să se dea o atenţie deosebită modului de execuţie a steguleţelor, care pot să aibă lungimi atât de mari, încât să necesite măsuri speciale pentru a se preveni eventualele atingeri între ele. De cele mai multe ori, se foloseşte înfăşurarea lor cu o sfoară de asbest, pe distanţe radiale de 150—200 mm sau se intercalează mici rondele de formă specială, executate din material izolant.

In cazul rotoarelor prevăzute cu răcire axială, având canalele de intrare a aerului dinspre partea opusă colectorului, se recomandă montarea înclinată a steguleţelor, care contribue astfel la ventilarea suprafeţei exterioare a colectorului.

Colectoarele de tip mijlociu se execută în construcţie în boltă, având coada de rândunică cu unghiul $\alpha_1 = 30°$ şi $\alpha_2 = 3...6°$.

Pentru acest motiv, la presarea inelelor de strângere, un contact strâns între lamelele de cupru şi cele izolante se face numai după suprafaţa conică interioară a conurilor izolante.

Pentru colectoarele mijlocii, conurile şi cilindrii izolanţi de micanită se execută dintr'o singură bucată, până la diametre de circa 1 000 mm².

Fixarea colectoarelor mijlocii se face, deobicei, prin intermediul unui butuc, pe arborele rotorului. Dacă însă maşina funcţionează ca generator, fiind acţionată de o maşină cu piston rapidă, este indicat ca butucul colectorului să fie fixat direct pe rotor. Prin această dispoziţie, se înlătură pericolul ruperii steguleţelor, provocate de vibraţiile de răsucire ale arborelui între rotor şi butucul colectorului, care, la rândul lor, sunt cauzate de cuplul variabil al maşinii cu piston.

Butucul colectoarelor maşinilor mari se execută, deobicei, pentru a fi montat pe butucul rotorului, şi numai în cazuri mai rare pentru a fi montat direct pe arborele maşinii. Montarea colectorului pe butucul rotorului micşorează greutatea butucului colectorului şi permite transportul rotorului fără arbore. In acest

scop, butucul colectorului trebue executat cu o rigiditate mai mare. In cazu când lungimea lamelelor de colector este mai mare decât 450 — 500 mm, pentru a se evita pericolul de încovoiere în formă de butoi a suprafeţei colectorului, fie în timpul execuţiei acestuia, fie în urma încălzirii colectorului în funcţionare, se foloseşte o execuţie de colector divizată în lungime.

Un colector divizat în mai multe elemente reprezintă, din punct de vedere constructiv, o asociere de 2—3 colectoare distincte. Din punct de vedere electric, însă, un colector divizat trebue să reprezinte un singur colector.

In cazul când elementele componente ale colectorului folosesc legături comune la perii sau un suport comun, este necesar ca lamelele unui colector să coincidă cu lamelele celorlalte colectoare, pentru a evita defecte în comutaţia colectorului.

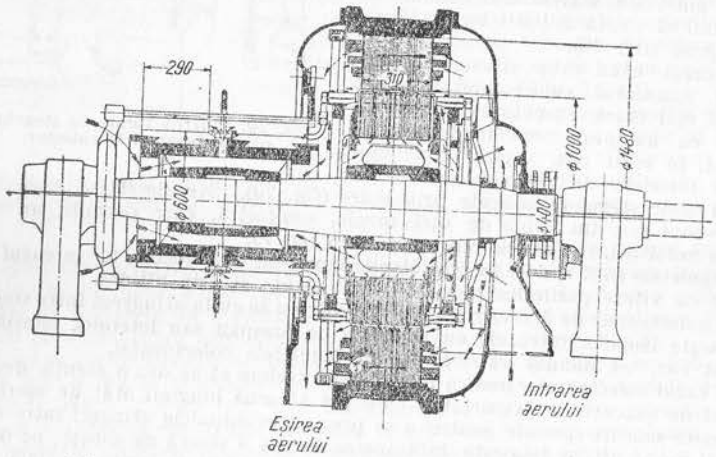


Fig. 71. Generator de curent continuu pentru curenţi mari, având colector divizat.

Execuţia cea mai simplă a colectorului divizat este aceea când părţile în care este divizat colectorul se strâng cu ajutorul unor buloane, în mod separat una faţă de alta.

Piesele care fac legătura electrică între lamelele colectoarelor divizate se execută după montarea colectoarelor divizate pe arbore. Un generator de curent continuu având colector divizat este reprezentat în fig. 71.

Sunt însă de preferat execuţiile în care colectoarele divizate sunt strânse cu buloane lungi, care străbat în serie toate aceste colectaore (fig. 72).

Prin această construcţie, la strângerea piuliţelor exterioare se produce, în mod simultan, o strângere egală pentru toate cele trei părţi ale colectorului.

O importanţă deosebită în execuţia colectoarelor divizate o constitue piesele de legătură între lamelele colectoarelor divizate. Ele se execută din tablă de cupru, similară cu cea a steguleţelor, fie lipite prin cositorire, fie nituite.

Colectoarele de formă cilindrică, fixate prin bandaje, se montează uneori direct pe arbore care este, în prealabil, izolat cu un strat de micanită, având o mică conicitate.

Strângerea axială a lamelelor de cupru pe arbore se face cu o piuliţă nelară.

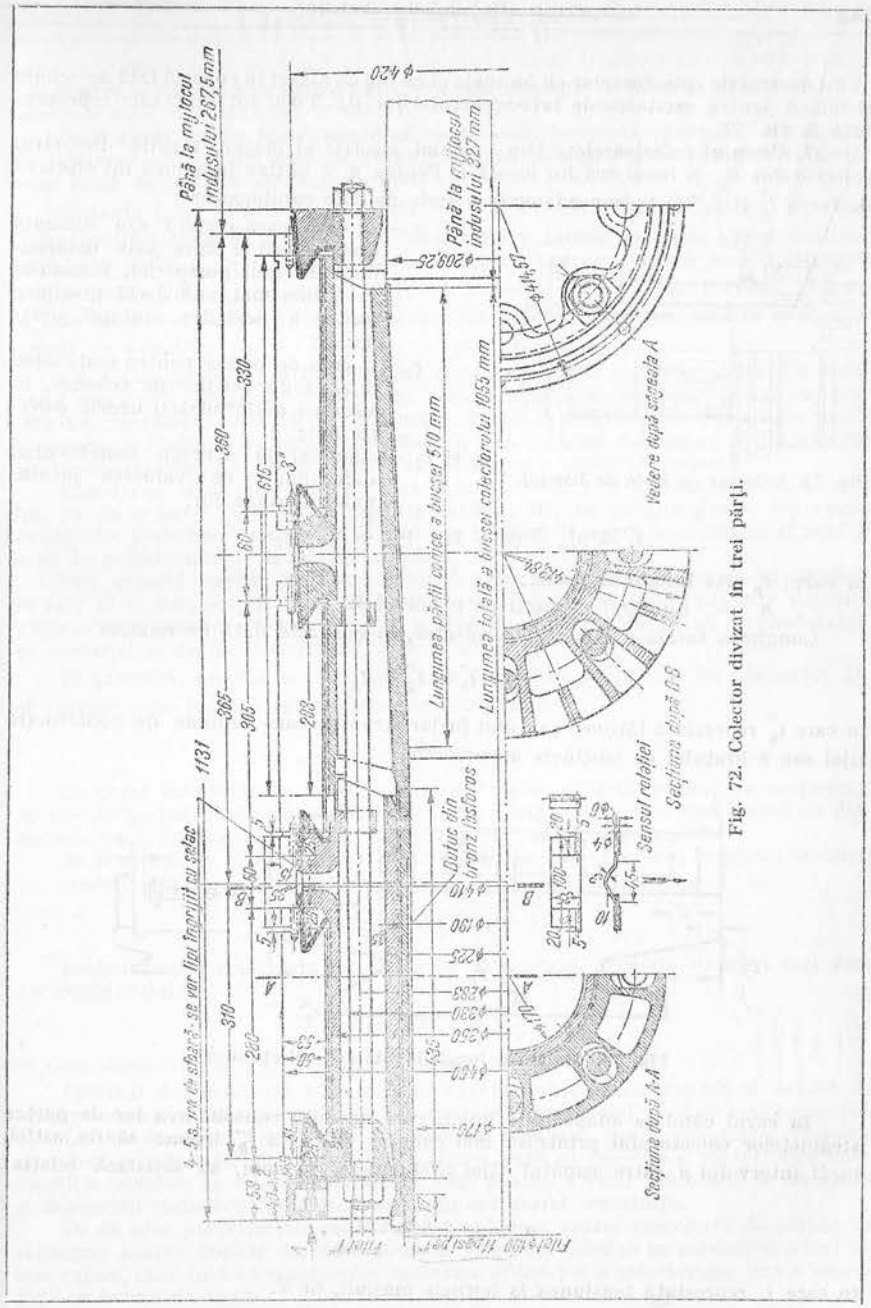


Fig. 72. Colector divizat în trei părţi.

Construcţia colectoarelor cu bandaje şi cu butuc aşezat în consolă faţă de arbore şi folosit pentru excitatricele turbogeneratorilor de 3 000 rot/min, este reprezentată în fig. 73.

27. **Calculul colectoarelor.** Din calculul electric al maşinii rezultă diametrul colectorului D_k şi lungimea lui ideală l. Pentru a se obţine lungimea lui efectivă de lucru l'_k (fig. 74) trebue adăugate o serie de cote suplimentare:

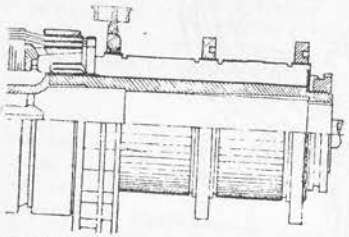


Fig. 73. Colector cu inele de bandaj.

e — o cotă care rezultă din distanţa dintre perii şi care este determinată de tipul portperiei, luându-se 1—2 mm mai mult decât grosimea ideală a pereţilor cutiuţei portperiei;

c — o cotă de adaus pentru eşalonarea în zig-zag a periilor pe colector, în vederea uniformizării uzurii colectorului;

c_1 şi c_2 — adausuri la capetele colectorului, determinate de valoarea jocului axial al rotorului:

$$l'_k = nl_p + (n-1)e + c + c_1 + c_2,$$

în care: l_p este lungimea periei;

n — numărul de perii pe o portperie.

Lungimea totală a lamelei de colector, în cm, este dată de relaţia:

$$l_k = l'_k + l''_k + l_n,$$

în care l''_k reprezintă lăţimea şanţului inelar strunjit, care depinde de construcţia tijei sau a braţului de susţinere a portperiei.

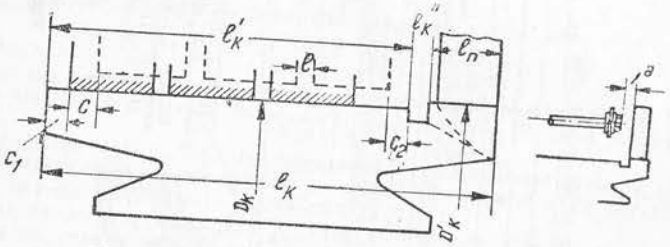


Fig. 74. Stabilirea lungimii totale a colectorului.

In cazul când se adoptă tije lungi, care necesită consolidarea lor de partea steguleţelor colectorului printr'un inel comun, distanţa l''_k trebue să fie astfel, încât intervalul a între capătul tijei şi steguleţe, în mm, să satisfacă relaţia:

$$a \geqslant a_1 + 5 + \frac{U}{1\,000},$$

în care U reprezintă tensiunea la bornele maşinii, în V.

Pentru maşinile cu ax orizontal, a_1, în mm, este egal cu jocul unilateral al arborelui.

Dacă tijele nu au inele, sau dacă se folosesc benzi de susţinere, distanţa a va reprezenta intervalul dela capătul tijelor sau dela marginea braţelor de susţinere până la steguleţele colectorului.

Distanţa l_n se adoptă cu 2—3 mm mai mare decât lăţimea steguleţului, care se fixează în lamela de colector. In cazul când în lamele se lipesc direct conductorii bobinajului, $l_n > h_m$ pentru cazul bobinajelor cu secţiuni din mai multe spire şi $l_n > (0{,}4 \ldots 0{,}6)\ h_m$ pentru bobinaje cu secţiuni dintr'o singură spiră, în care h_m este înălţimea radială a tuturor barelor din bobinaj, care sunt sudate la aceeaşi lamelă de colector.

Lungimile lamelelor astfel calculate trebue verificate printr'un calcul de rezistenţă mecanică, deoarece, în anumite cazuri, lungimea lamelelor trebue modificată din consideraţii de rezistenţă mecanică. Astfel, la colectoarele mai scurte poate să rezulte o lungime de lamelă insuficientă din punctul de vedere al fixării, iar la colectoarele lungi poate fi necesar să se adopte o execuţie divizată.

Colectorul maşinilor electrice este o piesă care este susceptibilă de uzură, fie, pe de o parte, din cauza frecării periilor, fie, pe de altă parte, din cauza strunjirilor periodice, care se fac în vederea înlăturării uzurii neuniforme şi pentru a se da colectorului o formă cilindrică.

Din această cauză, înălţimea lamelei colectorului trebue aleasă în condiţii în care să se ţină seamă de uzura lamelei colectorului pe timpul cât este stabilită viaţa acestui colector. Valoarea uzurii ε depinde de viteza periferică a colectorului, de material şi de presiunea periilor pe colector.

In practică, această cotă de uzură se determină în funcţie de diametrul D_k al suprafeţei de lucru a colectorului, pe baza relaţiei:

$$\varepsilon = 0{,}5\ \sqrt[4]{D_k}.$$

In cazul maşinilor cu viteză periferică mare, această valoare se majorează cu 15—20 %. Inălţimea efectivă a lamelei de colector trebue să ţină seamă de diametrul, de lungimea, de turaţia precum şi de uzura colectorului.

In practică, se folosesc următoarele relaţii pentru stabilirea înălţimii lamelei: pentru maşini de tip normal,

$$h = 2{,}2\ \sqrt[4]{D_k - 1},$$

pentru maşini care, prin condiţiile de exploatare, necesită strunjiri mai dese ale colectorului:

$$h = 2{,}8\ \sqrt[4]{D_k - 1},$$

în care dimensiunile h şi D_k sunt date în cm.

Calculul de rezistenţă mecanică al colectorului se face ţinându-se seamă de principalele solicitări, care se produc în organele colectorului, cum se arată mai jos.

La funcţionarea colectorului cu turaţia maximă, presiunea dintre lamelele de colector trebue să aibă o astfel de valoare încât să exercite o comprimare suficientă a izolaţiei de micanită dintre lamele, pentru a evita posibilitatea smulgerii şi deplasării radiale a micanitei sub acţiunea forţei centrifuge.

Pe de altă parte forţele centrifuge şi apăsarea axială exercitată de inelele de strângere asupra cozilor de rândunică ale lamelelor produc în acestea eforturi de încovoiere, care tind să transforme suprafaţa cilindrică a colectorului într'o suprafaţă în formă de butoi.

La aceleaşi consecinţe duce şi încălzirea colectorului, care produce dilatarea lamelelor de colector într'o măsură mai mare decât a şuruburilor de strângere, atât din cauza temperaturilor mai ridicate ale lamelelor, cât şi din cauza coeficientului de dilatare mai mare al cuprului decât al oţelului.

Pentru aceste motive, colectoarele care au lungimea prea mare nu se pretează destul de bine la fixarea lamelelor prin coadă de rândunică.

Pentru stabilirea presiunii care trebue să se exercite între lamelele de colector, se foloseşte următoarea relaţie:

$$p = 60 + 5\left(\frac{n}{1\,000}\,\frac{D_k}{10}\right)^{3/2},$$

în care: p este presiunea medie între lamele, în kgf/cm²;
n — turaţia de ambalare a colectorului, în rot/min;
D_k — diametrul exterior al colectorului, în cm.

Forţele care se exercită între lamelele de colector şi inelul de strângere, din cauza forţelor centrifuge care acţionează asupra lamelelor de colector, sunt date de relaţia:

$$\sum P_\omega = \frac{G}{g}\left(\frac{2\pi n}{60}\right)^2 R_i,$$

în care: G este greutatea totală a lamelelor de cupru şi de micanită ale colectorului, în kgf;
$g = 981$ — acceleraţia gravitaţiei, în cm/s²;
n — viteza de rotaţie, în rot/min;
R_i — raza de inerţie a centrului de greutate al lamelei de colector, în cm.

Valoarea tensiunii produsă în inelele de strângere, datorită forţelor centrifuge exercitate asupra lamelelor de colector, rezultă din relaţia:

$$C = \frac{\sum P_\omega}{2\pi}.$$

Valoarea tensiunii exercitate asupra inelelor de strângere de forţa centrifugă produsă de propria lor masă rezultă din aceeaşi relaţie, în care R_i se înlocueşte cu raza de inerţie a secţiunii inelelor. Pentru stabilirea valorii razei de inerţie R se poate folosi relaţia:

$$R_i = R_m + \frac{h}{12\,R_m},$$

în care $R_m = \frac{D_k - h}{2}$ reprezintă raza medie a lamelei de colector sau a inelului de strângere.

Pe de altă parte, forţele radiale care se exercită pe lamelele de colector şi inelul de strângere, din cauza presiunii care se stabileşte între lamele, rezultă din relaţia:

$$\sum P_p = 2\pi p \cdot S,$$

în care S este suprafaţa laterală a lamelei, în cm²;
p — presiunea medie.

Efortul axial de presare a inelelor de strângere, exercitat de şuruburile de strângere, va fi dat de relaţia:

$$\sum P_s = 0{,}5\,\mathrm{tg}\,\alpha_1\left[\frac{G}{q}\left(\frac{2\pi n}{60}\right)^2 R_i + 2\pi\,pS\right],$$

în care α_1 reprezintă unghiul de înclinare al cozii de rândunică.

Acest efort se repartizează asupra unui număr de şuruburi de strângere, astfel:

pentru diametre până la	500 mm	6—12 şuruburi
	750 mm	14—16 »
	1 000 mm	18—22 »
	1 450 mm	24—28 »
	2 300 mm	32—36 »
	3 000 mm	40—48 »

Dimensiunile şuruburilor se determină ţinându-se seamă de efortul de strângere rezultant.

Eforturile care se produc asupra cozii de rândunică tind să producă încovoierea ei după secţiunea AA' (fig. 75) sub acţiunea apăsării care se exercită la

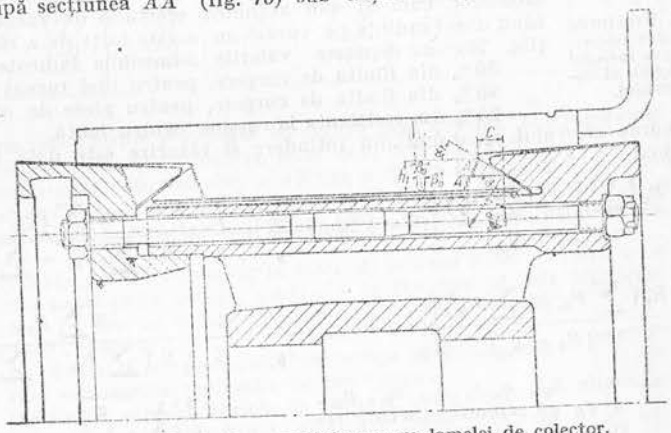


Fig. 75. Eforturile exercitate asupra lamelei de colector.

distanţa c asupra lamelelor de colector, de către inelul de strângere, şi este dată de relaţia

$$\sigma_q = 3c \cdot \frac{\sum P_\omega + \sum P_p}{K \cdot \beta_0' h_1^2},$$

în care: h_1 este înălţimea cozii de rândunică, în cm;
β_0' — grosimea medie a cozii de rândunică a lamelei de colector, în cm
K — numărul de lamele ale colectorului.

Solicitările maxime nu trebue să depăşească 1 200 — 1 800 kg/cm².

Efortul de încovoiere la mijlocul lamelei de colector în formă de butoi, sub acţiunea apăsării produse de cele două inele de strângere, este dat de relaţia

$$\sigma_n = \frac{\sum P_\omega + \sum P_p}{8K} \cdot \frac{6\,l_0}{\beta_0\,h^2},$$

în care: l_0 este lungimea de calcul, în cm;
h — înălţimea, în cm;
β_0 — grosimea medie a lamelei, în cm;
K — numărul de lamele ale colectorului.

Eforturile de strivire ale conurilor de micanită se calculează cu formula:

$$\sigma_m = \frac{\sum P_\omega + \sum P_p}{2K a \beta_0' \cos \alpha_1},$$

în care a reprezintă lungimea suprafeţei de reazem a conului de micanită.

Aceste eforturi de strivire nu trebue să depăşească 400—500 kg/cm².

Deasemenea trebue verificat dacă solicitările produse în inelele de strângere sub acţiunea eforturilor de întindere, produse de forţele radiale centrifuge şi de forţele de presare ale lamelelor, cum şi sub acţiunea efortului de răsucire, rezultând din tendinţa pe care o au aceste forţe de a răsuci inelul (fig. 76), nu depăşesc valorile admisibile indicate mai jos:

50 % din limita de curgere, pentru oţel turnat;
80 % din limita de curgere, pentru piese de oţel forjat;
25 % din rezistenţa la rupere, pentru fontă.

Fig. 76. Eforturile de răsucire exercitate asupra inelului de strângere al colectorului.

Valoarea efortului rezultând din întindere şi răsucire este dată de relaţia de mai jos:

$$\sigma_m = \frac{R_0\left(\sum P_\omega + \sum P_p\right)}{4\pi (R_0 + y_m)}\left[(a + b \operatorname{tg}\alpha_1)\frac{x_m}{I_y} + \frac{1}{S} + \frac{2\sum P_{\omega r}}{S\left(\sum P_\omega + \sum P_p\right)}\right]$$

şi

$$\sigma_n = \frac{R_0\left(\sum P_\omega + \sum P_p\right)}{4\pi (R_0 - y_n)}\left[(a + b \operatorname{tg}\alpha_1)\frac{x_n}{I_y} + \frac{1}{S} + \frac{2\sum P_{\omega r}}{S\left(\sum P_\omega + \sum P_p\right)}\right],$$

în care: mărimile R_0, a, b, x_m, x_n, y_m, şi y_n au semnificaţia care rezultă din fig. 77;

I_y este momentul de inerţie al secţiunii în raport cu axa y, şi $P_{\omega r}$ reprezintă forţele centrifuge datorite masei inelului de strângere, iar

S — secţiunea inelului de strângere.

Afară de aceste eforturi cu caracter pur mecanic, în timpul funcţionării se produc şi alte eforturi, datorite diferenţei între dilatările unghiulare şi liniare ale lamelelor de cupru ale colectorului şi acelea ale inelului şi buloanelor de strângere, de oţel, sub acţiunea variaţiilor de temperatură.

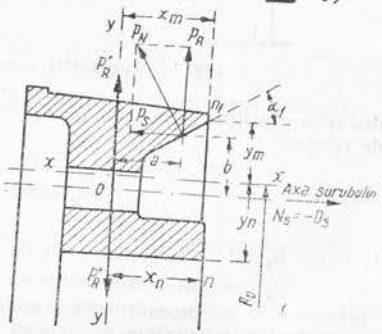


Fig. 77. Eforturile exercitate asupra inelului de strângere al colectorului.

Calculul exact al solicitărilor provocate de variaţiile de temperatură pentru lamelele fixate prin coadă de rândunică este foarte complex. El poate fi înlocuit prin multiplicarea cu un factor T a efortului care rezultă din forţa centrifugă.

Valoarea factorului de multiplicare pentru diferite lungimi ale colectorului şi diferite viteze este dată în tabela 3, în ipoteza că încălzirea colectorului peste temperatura mediului ambiant nu depăşeşte 60°C şi că diferenţa de temperatură dintre lamelele de cupru şi buloanele de oţel nu depăşeşte 25°C.

Tabela 3. Factorul de temperatură T
(Pentru valori intermediare se interpolează)

Viteza periferică a colectorului, m/s	L = lungimea activă a colectorului, mm							
	600	500	400	300	250	200	150	100
15	4,55	5,11	5,58	6,08	6,35	6,64	6,93	7,30
20	3,03	3,30	3,55	3,84	4,00	4,28	4,38	4,67
25	2,31	2,44	2,60	2,80	2,91	3,05	3,25	3,45
35	1,68	1,76	1,84	1,95	2,02	2,09	2,18	2,27
45	1,45	1,48	1,53	1,59	1,63	1,68	1,74	1,82
60	1,28	1,30	1,33	1,36	1,38	1,41	1,45	1,50
80	1,18	1,19	1,21	1,23	1,24	1,26	1,28	1,30

Pentru colectoarele prevăzute cu fixare prin bandaj, se recomandă verificarea eforturilor de temperatură, pe baza unui calcul exact.

In construcţia colectoarelor se adoptă o grosime a izolaţiei de micanită de 0,5—1 mm excepţional 2 mm după tensiunea între lamele si după felul exploatării.

La colectoare pentru tensiuni înalte (până la 3 000 V) conurile de micanită sunt în formă de Z.

Colectoarele pentru viteze foarte mari, de ordinul 3 000 rot/min, au o construcţie specială. In anumite cazuri, pentru a se favoriza răcirea lamelelor de colector, acestea se fac cu canale interioare, prin care circulă aerul de răcire (fig. 78).

Viteza periferică a colectorului nu trebue să depăşească 80 m/s, fără a periclita siguranţa de funcţionare.

28. **Inelele de contact.** Inelele de contact sau colectoare servesc pentru a stabili legătura electrică între circuitele în rotaţie ale maşinii şi între circuitele exterioare fixe.

Ca şi colectoarele, inelele de contact sunt organe compuse dintr'un butuc, pe care sunt montate pe un strat izolant un număr de inele metalice, variind după tipul maşinii.

La maşinile mici şi în special la maşinile cu ax orizontal, de turaţie redusă, inelele colectoare se montează pe arbore, în porţiunea cuprinsă între lagăre şi rotor, având astfel o dispoziţie interioară a inelelor colectoare. La maşinile de putere mare şi în special de turaţie ridicată, cum sunt turbogeneratorii, se preferă adesea aşezarea inelelor colectoare în afara suportului lagărului. Această dispoziţie se adoptă, deobicei, şi pentru compensatorii sincroni cu arbore orizontal.

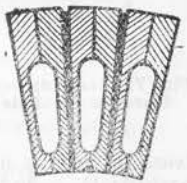


Fig. 78. Lamele de colector prevăzute cu canale de răcire.

In cazul inelelor colectoare exterioare, conductorii care servesc la aducerea curentului la inele sunt trecuţi printr'un canal axial al arborelui.

La comutatrice, numărul inelelor colectoare poate să fie de 3, de 6, iar în cazuri speciale, chiar de 12.

Comutatricele sunt, în general, maşini de turaţie mare şi, din această cauză, uzura inelelor colectoare la aceste maşini este destul de importantă, astfel încât,

pentru a se asigura o durată mai mare de funcţionare a inelelor colectoare, se prevede un adaus mare pentru uzură.

Pe de altă parte, deoarece comutatricele sunt, în general, maşini pentru tensiuni joase şi curenţi mari, numărul periilor care corespund fiecărui inel de contact este destul de mare şi, în consecinţă, atât uzura, cât şi încălzirea inelelor sunt mari.

Din această cauză, inelele colectoare pentru comutatrice trebuie să aibă un diametru mai mare, pentru a se crea posibilitatea de a plasa numărul necesar de perii şi pentru a se asigura o ventilaţie cât mai bună a inelelor. Acestea se montează pe un butuc gol în interior, în vederea circulaţiei aerului de răcire.

La maşinile asincrone, prevăzute cu inele de contact pentru realizarea unui reglaj de viteză, inelele colectoare funcţionează în contact permanent cu periile, fără a se folosi dispozitive de ridicare a periilor, astfel încât se construesc în acelaşi mod ca şi cele pentru maşini sincrone.

Inelele de contact ale motoarelor asincrone mici, fără ridicarea periilor, se execută cele mai adesea din bronz, din fontă globulară sau din oţel, şi se montează la cald pe un butuc de fontă, izolat cu un strat de micanită sau hârtie bachelizată, având o grosime de 1,5 — 2 mm.

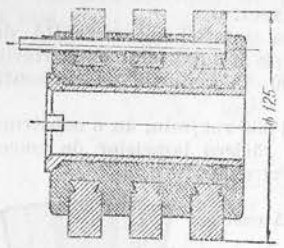


Fig. 79. Inele de contact (colectoare) în masă de bachelită.

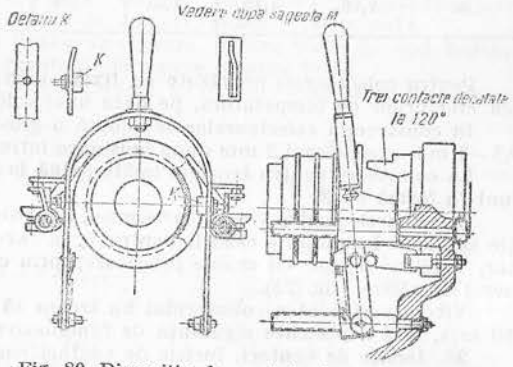


Fig. 80. Dispozitiv de scurtcircuitare a inelelor colectoare şi de ridicare a periilor.

Construcţia inelelor de contact pentru maşini mici, deschise, este reprezentată în fig. 79 (cu masă plastică).

La maşinile asincrone de puteri mici se folosesc inele de contact cu dispozitive de scurtcircuitare fără ridicarea periilor.

Fiecare dintre cele trei inele se leagă de capetele fiecărei faze a bobinajului rotorului, prin câte o tijă, izolată de celelalte inele printr'o teacă de micanită presată.

Inelele de contact ale maşinilor de puteri mari, la care bobinajele rotorului se scurtcircuitează după terminarea perioadei de pornire, sunt prevăzute cu dispozitive pentru scurtcircuitarea şi ridicarea periilor (fig. 80).

Dimensionarea inelelor rezultă din consideraţii de rezistenţă mecanică şi din consideraţii electrice.

O construcţie utilizată mai des este cea a inelelor trase la cald pe un butuc izolat.

I. Perii, portperii şi cutii de borne

29. **Perii.** Periile reprezintă un element foarte important al maşinilor electrice. Ele trebue să satisfacă o serie de condiţii, dintre care cele mai importante sunt:

— să se uzeze cât mai încet;
— să uzeze cât mai puţin colectorul sau inelele de contact;
— să aibă un coeficient de frecare cât mai mic;
— să producă o cădere de tensiune cât mai mică;
— să permită o densitate de curent cât mai mare;
— să nu se sfărâme când maşina este supusă la vibraţii;
— să aibă o utilizare cât mai generală, atât pentru colectoare, cât şi pentru inele de contact.

Periile folosite în prezent nu satisfac simultan toate aceste cerinţe, şi din această cauză alegerea între diferite calităţi de perii trebue să fie făcută cu atenţie, după scopul adecvat.

La maşinile electrice de construcţie modernă se folosesc în mod aproape exclusiv perii de cărbune grafitat sau de cărbune metalizat. Cele de cărbune grafitat se folosesc la maşinile care funcţionează în condiţii obişnuite de comutaţie.

Periile de cărbune cu un conţinut mic de grafit se folosesc la maşinile care funcţionează în condiţii de comutaţie dificilă, iar cele de grafit pur se folosesc la maşinile de mică turaţie, cu o tensiune sub 120 V, care au o comutaţie foarte bună.

Periile numite de metal-cărbune, adică cele care au în amestec un procent de praf metalic, sunt utilizate în special pentru inelele de contact ale motoarelor asincrone şi mai rar, la colectoarele maşinilor de curent continuu de tensiune joasă.

In ţara noastră forma şi dimensiunile periilor de cărbune pentru maşini electrice au fost standardizate prin STAS 4199-53.

Tehnica sovietică a normalizat fabricaţia periilor pentru maşini electrice, astfel încât alegerea periei celei mai potrivite să se facă uşor.

Prin GOST 2332-42 se stabilesc toate datele necesare privind condiţiile de utilizare a periilor, ca: uzură, densitate admisibilă de curent, cădere de tensiune, coeficient de frecare şi presiune specifică, indicându-se totodată sortimentul periilor (mărci şi dimensiuni).

In calculul numărului de perii la o maşină electrică, se recomandă ca valoarea curentului într'o perie să nu depăşească 70 A, la periile pentru colector, şi 120 A, la periile pentru inele de contact.

Pentru legătura electrică a periilor cu borna conductoare de curent a portperiei sau a suportului, periile sunt prevăzute cu nişte conductori foarte flexibili, legaţi la masa periei.

Imbinarea lor cu peria se face cele mai adesea cu nituri tubulare cu capete vălţuite. Capetele acestor conductori flexibili sunt prevăzute cu papuci de cablu, care sunt strânşi la borna portperiei.

Adesea periile care se folosesc pentru inele de contact la motoarele asincrone de puteri mijlocii şi la maşini sincrone mici nu au conductori flexibili pentru curent. Contactul este realizat fie prin fixarea periei în portperie cu ajutorul unor şuruburi, fie printr'un contact filetat al periei.

Aşezarea suprafeţei de lucru a periei în raport cu axa ei longitudinală depinde de tipul portperiei utilizate.

In cazul maşinilor reversibile, este necesar ca portperia să asigure o dispoziţie radială şi, în consecinţă, trebue să se execute cu o formă prismatică dreaptă.

In cazul maşinilor cu un singur sens de rotaţie, se pot folosi şi unele tipuri de portperie cu poziţie înclinată.

30. **Portperii.** Portperiile sunt de mai multe tipuri:

— portperii la care peria are o poziţie fixă în locaşul său;

— portperii care dau periei o poziţie radială, permiţând deplasarea liberă a acesteia în locaşul portperiei;

— portperii care dau periei o poziţie înclinată faţă de raza colectorului, permiţându-i să se deplaseze liber în locaşul său.

La cele mai multe maşini se folosesc portperii cu poziţie radială (fig. 81, *a* şi *b*), care permit deplasarea periei în locaşul ei, deoarece acest sistem poate fi folosit atât la maşinile cu un singur sens de rotaţie, cât şi la maşinile reversibile.

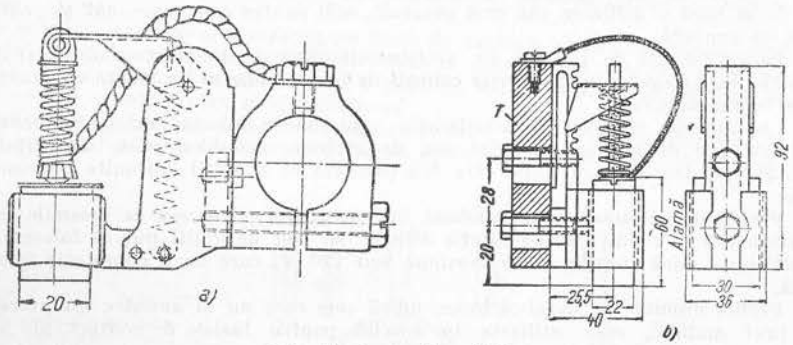


Fig. 81. Portperie radială:
a — fixată printr'un braţ pe tijă; *b* — fixată direct pe suport (*T*).

Portperiile având peria fixată sunt folosite aproape exclusiv numai la inelele de contact ale motoarelor asincrone şi ale maşinilor sincrone.

Construcţia cea mai simplă a portperiilor este cea în care peria are o poziţie radială, portperia fiind fixată direct de suportul său *T* (fig. 81, *b*).

La maşinile cu ridicător de perii se foloseşte aproape exclusiv peria cu braţ (fig. 82), deoarece ea se adaptează cu mai multă uşurinţă mecanismului de ridicare.

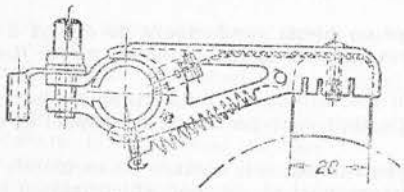


Fig. 82. Portperie cu braţ.

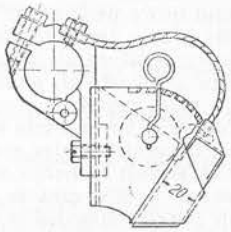


Fig. 83. Portperie de reacţie.

Portperiile care asigură o poziţie înclinată pentru perie (fig. 83), numite şi portperii de reacţie, nu pot fi folosite decât la maşinile care se rotesc într'un singur sens, peria aşezându-se cu vârful în sens contrar mişcării de rotaţie.

Din poligonul forţelor, reprezentat în fig. 84, se constată că pentru unghiul α se poate adopta o valoare astfel încât peria să se mişte în locaşul ei, fără frecare.

Această condiţie se realizează când este satisfăcută relaţia

$$P_4 = \mu \cdot P_2 = P_3 .$$

în care μ este coeficientul de frecare al periei pe colector.

Deoarece această condiţie este foarte greu de realizat, în mod normal se adoptă o valoare $P_3 > P_4$. După indicaţiile date pentru periile prevăzute de GOST unghiul α se ia în practică de circa 55°.

Pentru motoarele de tracţiune, portperiile trebue să aibă o construcţie masivă, pentru a rezista vibraţiilor şi trepidaţiilor.

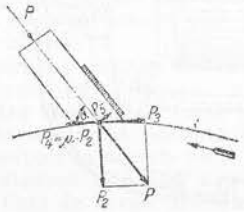


Fig. 84. Principiul de funcţionare al portperiilor de reacţie.

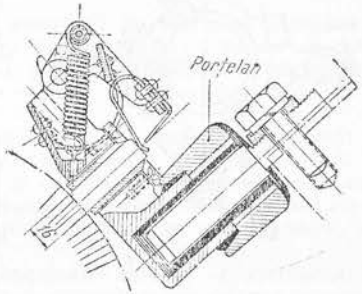


Fig. 85. Portperie pentru motoare de tracţiune.

In fig. 85 este reprezentată o astfel de portperie.

Toate portperiile sunt prevăzute cu resorturi care exercită o presiune asupra periei, pentru a stabili un contact cât mai bun cu colectorul. Aceste resorturi sunt prevăzute cu dispozitive de reglare a presiunii pentru a se stabili presiunea optimă pe colector, în funcţie de calitatea periilor şi de viteza de rotaţie a colectorului.

Pentru portperiile maşinilor la care viteza colectorului depăşeşte 20—25 m/s, apăsarea pe perie se realizează cu un resort special de amortizare, care are rolul de a amortiza vibraţiile periilor, care se produc totdeauna la colectoarele de mare turaţie.

Pentru a împiedica ca resortul amortizor să fie străbătut de curent, extremitatea acestui resort este prevăzută cu o piesă de presare, executată dintr'un material izolant.

Calculul resoartelor la portperii cu perii radiale se face ţinându-se seamă de valoarea presiunii specifice, pe care trebue să o transmită periei.

In cazul special al portperiilor cu perii oblice, este necesar să se ţină seamă şi de componenta reacţiei produsă de mişcarea de rotaţie şi, în consecinţă, să se admită o forţă de apăsare mai mică pentru resort.

31. **Tije, braţe şi coliere pentru portperii.** Pentru colectoare mai lungi, utilizând mai multe portperii, acestea sunt fixate pe nişte tije (*T*) izolate, de secţiune circulară sau poligonală (fig. 86).

La maşinile moderne, cele mai multe fabrici folosesc tije de secţiune poligonală (deobicei, pătrată), în locul tijelor cilindrice, deoarece sunt mai ieftine, întrucât se elimină ajustajul de strângere la portperie.

Tijele de secţiune poligonală se execută dintr'o bară de oţel, al cărei cap este presat într'un strat de izolaţie, constituit dintr'o bandă de pertinax sau de textolit.

Tijele cu secţiune poligonală sunt utilizate la toate maşinile de curent continuu fabricate în serie, iar cele cilindrice, la maşinile de curent continuu închise sau protejate, având colectoare lungi şi un spaţiu redus pentru plasarea portperiilor.

La inelele colectoare ale maşinilor asincrone se folosesc, de cele mai multe ori, tije cilindrice, în jurul cărora se presează izolaţia pe întreaga lungime pe care se montează portperiile.

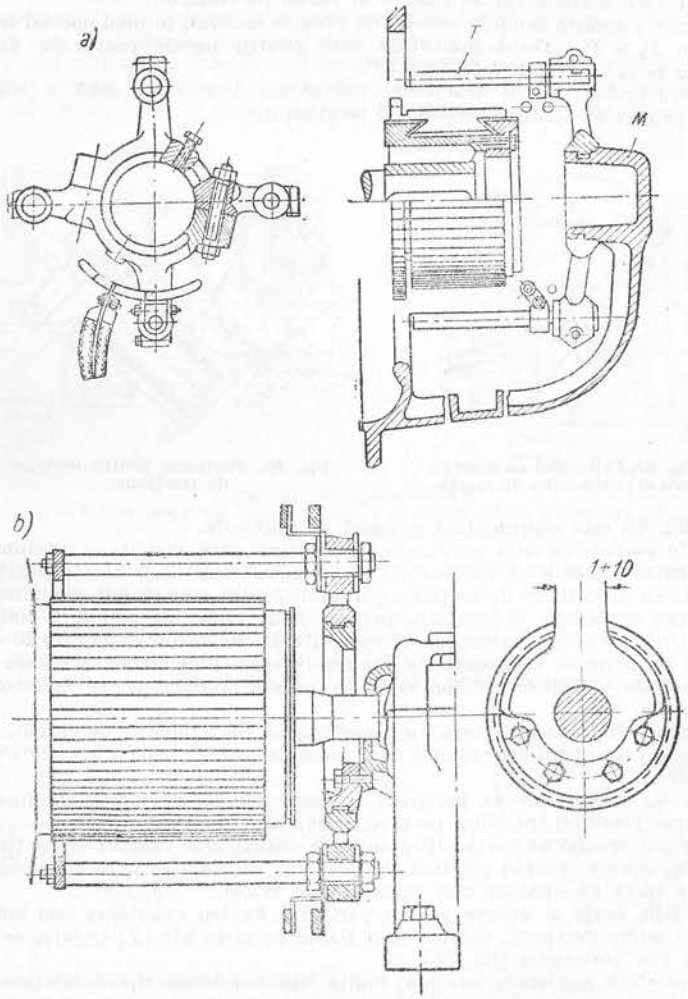


Fig. 86. Colier pentru portperii la maşini mici:
a — culisând direct pe lagăr; *b* — culisând pe un inel special solidar cu lagărul.

În cazul când tijele cilindrice au o lungime mare, ele trebue fixate la capătul opus cu ajutorul unui inel comun pentru toate tijele şi care trebue executat dintr'un material izolant sau, eventual, din oţel, dacă tijele sunt izolate faţă de inel.

Susţinerea tijelor pentru portperii sau susţinerea directă a portperiilor, în cazul când lipsesc tijele, se face cu ajutorul unor braţe de susţinere a portperiilor.

Braţele pot avea forme foarte complicate şi se fixează pe nişte inele sau coliere, care solidarizează între ele toate portperiile şi permit calarea în mod simultan a tuturor periilor pe colector.

Colierele pentru maşinile mici au forma indicată în fig. 86; ele sunt prevăzute, fie cu o tăietură care se strânge cu un şurub, pentru a fixa mai bine colierul pe suprafaţa lui de reazem, fie că se execută din două jumătăţi, care se strâng cu şuruburi.

Colierele se construesc din fontă cenuşie sau, în cazul când braţele lor au lungimi mai mari, din fontă maleabilă.

Pentru legarea periilor de aceeaşi polaritate între ele, se utilizează conductori de cupru izolaţi sau benzi de cupru, îndoite în formă de arc de cerc.

Aceşti conductori sunt prevăzuţi cu papuci de cablu, care sunt legaţi cu un capăt la tijele de aceeaşi polaritate ale maşinii, iar cu celălalt capăt, la cutia de borne a maşinii.

Uneori, la maşinile de curent continuu aceşti conductori fac întâi legătura cu polii auxiliari ai maşinii, cu ajutorul unor papuci de formă specială.

Pentru maşinile de joasă tensiune şi curenţi mari, alegerea secţiunii barelor colectoare de curent prezintă o importanţă deosebită, deoarece realizarea egalităţii curenţilor în diferite braţe de portperii depinde, în mare măsură, de adoptarea judicioasă a barelor de legătură.

32. **Cutii de borne.** Bornele de conexiune servesc la realizarea legăturii între maşinile electrice şi între instalaţia de alimentare sau reţeaua în care se debitează energia pe care o produc.

In cazul maşinilor asincrone cu rotorul bobinat, acestea sunt prevăzute şi cu borne, care servesc la legarea reostatului sau a aparatelor de pornire şi de reglaj.

Dispoziţia capetelor de ieşire din maşină ale conductorilor poate fi realizată în trei moduri, depinzând de puterea maşinilor şi de tensiunea de serviciu:

— capetele libere ale conductorilor, care ies din maşină, sunt prevăzute numai cu papuci de cablu;

— plăci de borne protejate, prevăzute cu borne filetate, pentru legarea conductorilor acoperite cu capac;

— cutii de borne, care permit introducerea cablului armat de alimentare şi în care se poate realiza acoperirea legăturilor prin turnare de mase izolante.

Primul mod de execuţie a legăturilor de ieşire este folosit numai la maşinile electrice de putere mică şi, mai ales, la motoarele asincrone în colivie, racordate la reţele de distribuţie, având o tensiune maximă de 220/380 V.

La acest fel de legături, capetele conductorilor bobinajului statorului sunt legate la nişte conductori de legătură, care trec prin deschideri speciale lăsate în carcasă şi căptuşite cu tuburi izolante de cauciuc.

Sistemul de plăci de borne protejate se foloseşte, deasemenea, la maşini mici de curent continuu sau alternativ.

Ca suport pentru şuruburi de borne se utilizează plăci executate din material izolant, în special fibră, masă plastică şi uneori chiar lemn impregnat.

Cutiile de borne închise, pentru maşini asincrone de puteri mari, sunt prevăzute în interior cu o placă de borne, fixată de corpul de fontă al cutiei.

Capetele cablurilor care alimentează motorul sunt trecute printr'o flanşă de strângere, astfel încât conductorii cablurilor nu suportă eforturi care să tindă să-i smulgă din papucii la care sunt lipiţi.

La maşini pentru tensiuni înalte, trecerea conductorilor de legătură dela maşină la cutia de borne se realizează cu izolatori de porţelan.

La maşinile sincrone şi asincrone, prevăzute cu pornirea în stea şi în triunghi cu ajutorul unui comutator special, cutiile de borne sunt prevăzute cu şase borne

şi cu două mufe pentru racordarea la maşină a două cabluri de legătură cu câte trei conductori.

Cutiile de borne pentru maşinile în execuţie capsulată contra exploziilor trebue să aibă o construcţie specială, întărită.

In cazul turbogeneratorilor, bobinajele statorului pot să aibă 3, 4 sau 6 borne, depinzând de puterea şi de tensiunea de funcţionare.

Turbogeneratorii de mică putere, funcţionând fără punerea neutrului la pământ, se execută cu trei borne. In cazul când este necesar să se facă şi neutrul accesibil, se adaugă o a patra bornă.

Turbogeneratorii moderni se execută, de cele mai multe ori, făcând accesibile toate cele şase capete ale bobinajului, pentru a se putea folosi protecţia diferenţială contra supraintensităţilor, împotriva scurtcircuitelor exterioare sau interioare, cum şi în cazul producerii unor scurtcircuite între spire.

Bornele maşinilor electrice trebuie marcate conform STAS 3530-52.

Plăcuţe indicatoare. Maşinile electrice trebue să fie prevăzute cu plăcuţe indicatoare cuprinzând principalele date caracteristice ale maşinii. Plăcuţele indicatoare sunt standardizate prin STAS 3528-52 (Maşini electrice rotative. Plăcuţe indicatoare. Forme şi dimensiuni).

J. Lagărele

33. **Generalităţi.** Lagărele sunt reazemele organelor rotative ale maşinilor electrice; ele suportă acţiunea următoarelor solicitări:

1) a greutăţii rotorului;
2) a forţelor centrifuge care se produc în cazul când rotorul nu este echilibrat;
3) a forţelor produse de o atracţie magnetică nesimetrică;
4) a forţelor care rezultă din transmisia cuplului prin intermediul transmisiunilor, prin angrenaje sau prin curea.

Rolul de susţinere a greutăţii rotorului la maşinile cu arbore orizontal este îndeplinit de lagăre, iar la maşinile cu arbore vertical, de un lagăr special denumit crapodină.

Atât lagărele, cât şi crapodinele pot fi prevăzute cu cuzineţi cu frecare de alunecare sau pot fi prevăzute cu rulmenţi pe bile sau pe role, cu frecare de rulare.

La maşinile cu arbore orizontal, forţele care acţionează în lungul arborelui sunt, în general, provocate numai de fenomene accidentale având o importanţă secundară, cum ar fi componenta axială a forţelor electromagnetice sau o componentă axială provocată de un montaj defectuos al curelei.

Valoarea acestor forţe fiind, în general, neglijabilă în comparaţie cu a forţelor radiale, ele pot fi suportate de lagărele de construcţie obişnuită, atât cu cuzineţi, cât şi cu rulmenţi.

In cazul maşinilor cu arbore vertical, sarcina principală este cea axială, dirijată vertical, de sus în jos, pe care o suportă crapodina.

In acest caz, sarcinile radiale au un caracter accidental, fiind provocate, fie de neechilibrarea dinamică a rotorului, fie de o disimetrie a forţelor electromagnetice, fie eventual de tensiunile produse prin transmisia prin curea sau prin roţi dinţate, în cazul în care s'ar folosi astfel de transmisii.

In cazul când crapodina nu este prevăzută cu o execuţie combinată cu un lagăr de conducere, ea nu poate suporta niciun fel de sarcină radială.

Din această cauză, maşinile cu arbore vertical trebue prevăzute, pe lângă crapodină, şi cu două sau cu trei lagăre de conducere, după lungimea arborelui maşinii.

Lagărele de conducere cu alunecare nu pot să suporte sarcini axiale. Lagărele de rulare, constituite din rulmenţi cu bile, pot suporta o oarecare sarcină axială atingând până la 25% din sarcina radială admisibilă.

Din această cauză, la maşinile mici, cu arbore vertical, aceste lagăre pot fi folosite nu numai ca lagăre de conducere, ci şi ca lagăre de reazem.

34. **Lagăre de alunecare (cu cuzineţi).** Lagărele de alunecare (cu cuzineţi) trebue să îndeplinească mai multe condiţii:

— să aibă o rezistenţă mecanică suficientă;
— să realizeze condiţiile necesare pentru o bună ungere;
— să realizeze o bună răcire;
— să împiedice scurgerea uleiului din lagăr, atât în exterior, cât şi în interiorul maşinii;
— să asigure posibilitatea de a porni maşina în condiţii uşoare, după o oprire îndelungată.

Condiţiile de rezistenţă mecanică sunt satisfăcute, dacă lagărul este dimensionat pentru un fus de rezistenţă corespunzătoare.

Ungerea lagărelor maşinilor cu arbore orizontal se realizează printr'o mare varietate de dispozitive.

Răcirea lagărelor maşinilor de mică turaţie nu prezintă nicio dificultate. Numai în cazul maşinilor de mare turaţie şi, în special, a crapodinelor, este nevoie să se realizeze răcirea uleiului care serveşte pentru ungere. Acest lucru este obţinut prin serpentine construite din ţeavă sau cu ajutorul unor radiatoare prevăzute cu nervuri, care se plasează în baia de ulei a suportului lagărului şi prin care circulă apa de răcire. La maşini mari, cum sunt turbogeneratorii sau hidrogeneratorii de mare turaţie, se utilizează mai mult circulaţia uleiului printr'un refrigerent special.

In mod normal, temperatura uleiului în lagăr nu trebue să se ridice mai mult decât până la jumătate din valoarea temperaturii de aprindere a uleiului, adică nu trebue să depăşească 90 . . . 100°C.

Evitarea scurgerii uleiului din lagăr prezintă o importanţă deosebită la maşinile de mare turaţie, la care pierderea uleiului este înlesnită de doi factori: pe de o parte, alimentarea lagărelor cu ulei sub presiune, şi pe de altă parte, ventilaţia intensă produsă prin rotaţia maşinii.

Din cauza presiunii cu care este trimis uleiul în lagăr, el trece prin neetanşeităţile suprafeţelor de joncţiune ale cuzineţilor, şi ajungând în maşină prin spaţiul inelar al lagărului, în locul de ieşire al arborelui, este antrenat pe lângă canalul lagărului de curentul de aer produs de maşină.

La maşinile mari, în momentul pornirii, după opriri îndelungate — în cazul când cuplul iniţial al maşinii are o valoare redusă, cum este cazul pornirii asincrone a maşinilor sincrone — este necesar să se folosească ungerea cu ulei sub presiune. In acest caz, uleiul este trimis, sub o presiune de 6—15 at, prin pompe speciale, în partea de jos a suprafeţelor de reazem dintre arbore şi cuzineţi, stabilind o pătură subţire de ulei, care împiedică frecarea directă a metalelor arborelui şi cuzineţilor, înlăturând astfel griparea acestora.

Prin pornirea cu ulei sub presiune, coeficientul de frecare în cuzineţi este redus dela valoarea de 0,2 şi, uneori, chiar 0,45 — cât corespunde la pornirea la ungerea normală — până la o valoare de 0,025—0,075.

Lagărele maşinilor cu arbore orizontal pot fi înglobate în scuturile frontale ale maşinii (fig. 87) sau pot fi lagăre exterioare.

Cuzineţii pot fi executaţi dintr'o singură bucată cilindrică în formă de bucşă, sau din două jumătăţi.

Montarea cuzineţilor se poate face în două feluri:

— montare rigidă;
— montare de autoreglare (sferică sau cilindrică).

Montarea rigidă a cuzineţilor este cea mai folosită, atât la maşinile mici, cât şi la maşinile mari. Datorită avantajului pe care îl prezintă orientarea lagărului în raport cu înclinarea arborelui, există tendinţa ca montarea rigidă să fie înlocuită treptat prin montarea de autoreglare.

O execuţie avantajoasă a montării de autoreglare este cea sferică, reprezentată în fig. 88, la care axa centrală a cuzinetului poate să capete orice direcţie faţă de axa lagărului, în limitele permise de zona sferică a cuzinetului.

In ce priveşte ungerea, în prezent se foloseşte fie ungerea cu unsoare consistentă la maşini foarte mici, fie, în majoritatea cazurilor, ungerea cu ulei.

La ungerea cu unsoare consistentă, se foloseşte în special vaselina, alimentarea cu unsoare făcându-se prin ungătoare de formă obişnuită sau ungătoare cu siguranţă mărită.

Pentru maşinile electrice se folosesc în prezent aproape exclusiv numai două tipuri de construcţie de ungere cu ulei: construcţia cu un inel de ungere şi construcţia cu ungere sub presiune.

Pentru maşini grele de turaţie mare, cum sunt turbogeneratorii, se folosesc lagăre cu cuzineţi cu ungere sub presiune.

La unele construcţii, ungerea sub presiune se face numai la pornire, aşa cum s'a arătat iar după pornire pompa de circulaţie a uleiului este oprită.

In fig. 87 este reprezentată una dintre construcţiile cele mai utilizate de lagăr cu cuzineţi, cu inele de ungere. Construcţia este folosită fie în cazul când lagărul este turnat din aceeaşi bucată cu scutul, fie în cazul când lagărul este separat.

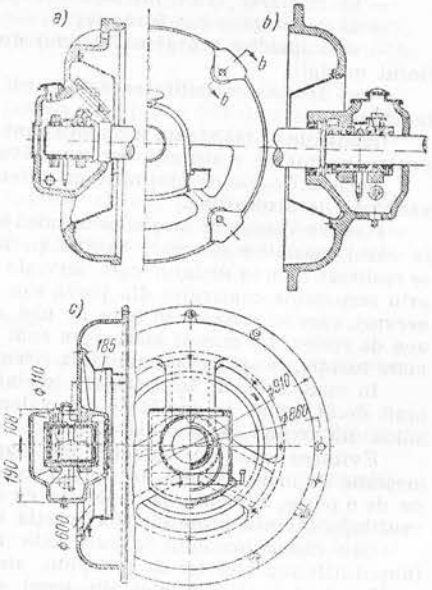


Fig. 87. Construcţia unui lagăr cu cuzineţi, cu inel de ungere.

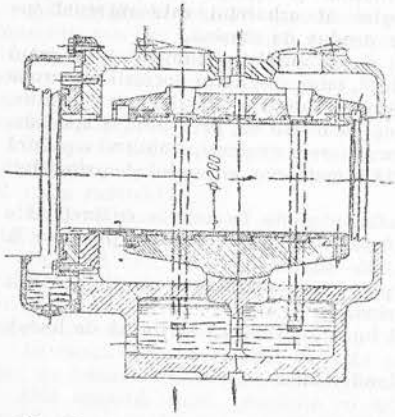


Fig. 88. Lagăr axial şi radial reunite, cu ungere prin inel.

In fig. 92 este reprezentată una dintre construcţiile uzuale de cuzineţi cu ungere prin inel. Pentru plasarea inelului în bucşa cuzinetului, se frezează o crestătură, care ajunge până la planul orizontal care trece prin axa fusului.

Construcţia este utilizată în cazul când lagărul este turnat dintr'o singură bucată cu scutul.

Aceeaşi construcţie, corespunzând unui lagăr-picior, este reprezentată în fig. 88.

Lagărul din această figură reuneşte un lagăr radial cu autoreglare sferică şi unul axial de presiune, ceeace este uneori necesar pentru maşinile electrice.

La maşinile mici este suficient un inel de ungere, iar la maşinile mijlocii şi mari se folosesc, deobicei, două inele de ungere. Principiul ungerii prin inel rezultă din fig. 92.

Inelele de ungere sunt antrenate de rotaţia axului, aducând din depozitul interior de ulei — uleiul, care este distribuit pe toată lungimea fusului.

Pentru răcirea suprafeţei de frecare a cuzinetului şi, în acelaşi timp, pentru răcirea uleiului, la maşinile mari, lagărele sunt prevăzute uneori cu un sistem de răcire cu apă a cuzinetului. In acest scop, în corpul cuzinetului sunt prevăzute canale, care servesc la circulaţia apei de răcire, sau în stratul de compoziţie al cuzinetului este prevăzută o ţeavă de cupru îndoită în zig-zag, prin care trece apa de răcire.

Ungerea prin circulaţie de ulei sub presiune se foloseşte, în general, la maşinile de mare putere şi în special de mare turaţie. Prin acest mod de ungere, lagărul este alimentat cu ulei proaspăt, tot timpul funcţionării maşinii, cu ajutorul unei pompe speciale. Uleiul este împins în spaţiul dintre suprafaţa fusului şi suprafaţa cuzinetului, de unde se scurge în baia de ulei, şi apoi, printr'o ţeavă de evacuare, într'un răcitor, din care este aspirat din nou de pompă. La maşinile mari, între lagăr şi răcitor se intercalează un filtru, care îndepărtează din ulei impurităţile sau produsele de descompunere ale uleiului.

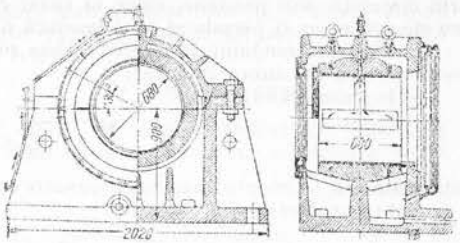


Fig. 89. Lagăr pentru turbogenerator cu ungere sub presiune.

Fig. 89 reprezintă un lagăr pentru turbogenerator cu ungere sub presiune.

La proiectarea lagărelor trebue să se evite plasarea canalului de distribuţie a uleiului în partea interioară a cuzinetului, pentru a nu întrerupe pelicula de ulei, iar pe de altă parte trebue să se ia măsuri pentru ca uleiul să nu fie absorbit din lagăr prin depresiunea produsă de ventilator, în interiorul maşinii electrice.

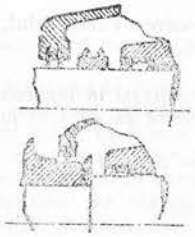


Fig. 90. Dispozitive de etanşare la lagărele cu inele de stropire.

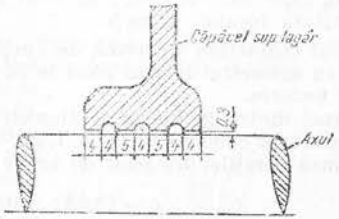


Fig. 91. Labirint de etanşarea uleiului.

Pentru a împiedica scurgerea uleiului în maşină şi risipirea lui pe suprafeţele frontale ale cuzinetului se prevăd nişte şicane având un profil conjugat cu al unor praguri inelare cu care este prevăzut fusul şi pe care uleiul este ridicat şi stropit prin forţa centrifugă (fig. 90). In acelaşi scop, în locul de ieşire al arborelui din lagăr se prevăd adesea garnituri de etanşare din silumin, cu un labirint special pentru împiedicarea ieşirii uleiului (fig. 91).

In ce priveşte alegerea modului de alimentare cu ulei a cuzinetului, trebue să se ţină seamă de următoarele consideraţii:

— Pe de o parte, viteza periferică a fusului nu trebue să fie mai mică decât 2,5 m/s sau mai mare decât 13 m/s, deoarece funcţionarea ungerii prin inel nu mai este sigură.

— Pe de altă parte, trebue să se ţină seamă de condiţiile de funcţionare a lagărului în exploatare, şi anume, în cazul când lagărul este inaccesibil pentru controlul funcţionării rezervorului de ungere, este necesar să se adopte ungerea prin circulaţie sub presiune, chiar în cazul când condiţiile de încărcare mecanică sau de viteză ar fi permis să se folosească o metodă de ungere mai simplă.

La alegerea modului de ungere trebue să se ţină seamă de următoarele valori medii pentru presiunea în lagăr:

— în cazul când:

$$\sqrt{p_0 \cdot v_z^3} < 6,$$

este posibil să se adopte ungerea cu unsoare consistentă, fără să fie necesară răcirea;

— în cazul când:

$$\sqrt{p_0 \cdot v_z^3} = 6 \ldots 50,$$

este indicată ungerea prin inel, fără răcirea artificială a lagărului;

— în cazul când:

$$\sqrt{p_0 \cdot v_z^3} = 50 \ldots 100,$$

este posibilă ungerea prin inel, dar se recomandă răcirea artificială prin apă sau prin circulaţie de ulei;

— în cazul când:

$$\sqrt{p_0 \cdot v_z^3} > 100,$$

este necesară ungerea prin circulaţia uleiului sub presiune.

In relaţiile de mai sus:

$p_0 = \dfrac{p}{d_z \cdot l_z}$ reprezintă presiunea pe suprafaţa de frecare a cuzinetului, în kg/cm², iar v_z — viteza fusului, în m/s.

In cazul cuzineţilor în formă de bucşă (fig. 92) utilizaţi la lagărele maşinilor mai mici, cu diametrul fusului până la 60 mm, bucşele se execută în mod normal din bronz fosforos.

Raportul dintre lungimea şi diametrul bucşei se adoptă de 1,5 . . . 2, şi în cazuri speciale se coboară până la 1,25.

Grosimea pereţilor bucşelor de bronz se poate lua:

$$e = (0{,}05 \ldots 0{,}07)\, d_z + 4,$$

în care d_z este diametrul fusului, în mm.

Grosimea stratului de compoziţie care se toarnă pe cuzinet în partea cea mai subţire este, în mm:

$$e = 0{,}01\, d_z + 3 \leqslant 5.$$

Dimensiunea radială a stratului de compoziţie pe partea frontală a bucşei sau a cuzinetului trebue să fie cu 2 . . . 3 mm mai mare decât pragul de reazim al fusului.

Pentru cuzineţii executaţi din două jumătăţi se foloseşte uneori fonta acoperită cu compoziţie turnată pe suprafeţele de fixare.

Grosimea pereţilor şi în special a jumătăţii inferioare este mai mică decât cea indicată pentru bucşă şi, anume, este dată de relaţia:

$$e = (0{,}2 \ldots 0{,}3)\, d_z + 10.$$

In ce priveşte grosimea compoziţiei, ea este dată de aceeaşi relaţie ca şi în cazul bucşei. Diametrul inelului de ungere este standardizat prin STAS 773-49 şi are valori apropiate de cele care rezultă din relaţia:

$$D = d_z + 2{,}5 \text{ mm}.$$

Inelul de ungere trebue să pătrundă în rezervorul de ulei cu adâncimea egală

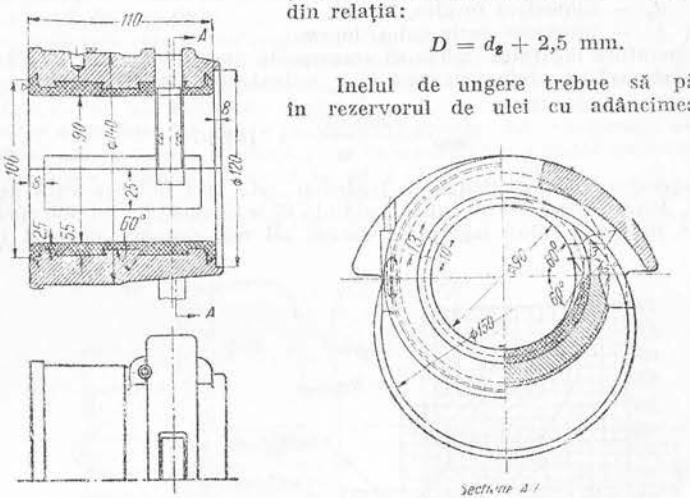


Fig. 92. Cuzinet în formă de bucşă, cu ungere prin inel.

cu $\dfrac{d}{4}$ la diametre mai mari, ajungând până la $\dfrac{d}{6}$ la diametre mai mici (fig. 93).

Capacul lagărului în dreptul inelelor de ungere trebue prevăzut cu o deschizătură pentru controlul rotirii inelelor în timpul funcţionării maşinii.

La maşini mari, în special la maşinile la care statorul este format din două jumătăţi, din cauza nesimetriilor în circuitul magnetic, pot apărea tensiuni de câţiva volţi, care pot produce curenţi electrici dela ax la pământ prin intermediul lagărelor, provocând distrugerea lor. In acest caz, este recomandabil ca unul dintre lagăre să fie izolat de placa de fundaţie.

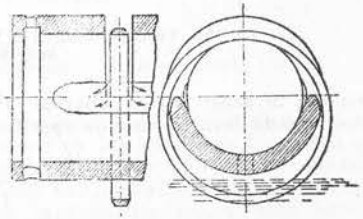


Fig. 93. Distribuţia uleiului la un lagăr cu ungere prin inel.

Diametrul fusului este condiţionat de consideraţii mecanice şi, în special, de încovoierea elastică.

Calculul lagărului se face prin determinarea următoarelor elemente:

— puterea absorbită de lagăr prin frecare;
— temperatura lagărului şi, respectiv, a uleiului;
— presiunea specifică.

Puterea consumată în lagăr, în cazul când ungerea este făcută prin uleiuri de calitate obişnuită, este dată de relaţia:

$$P = 2{,}50 \cdot 10^{-2} \sqrt{F\, n^3\, d_z^3\, l},$$

în care: P reprezintă puterea consumată, în W;
F — sarcina totală pe lagăr, în kgf;
n — turaţia, în rot/min;
d_z — diametrul fusului, în cm;
l — lungimea cuzinetului, în cm.

Temperatura lagărului trebue să corespundă prevederilor din STAS 1893-50. Se demonstrează ca sarcina maximă F_{max} a lagărului satisface relaţia:

$$F_{max} = \frac{280 \cdot 10^{10}}{n}, \quad [\text{kgf}].$$

Temperatura de funcţionare a lagărului este deci independentă de sarcina specifică. Pentru acest motiv există tendinţa de a se adopta o sarcină specifică cât mai mare, pentru a folosi lagărul în modul cel mai raţional, cu atât mai mult

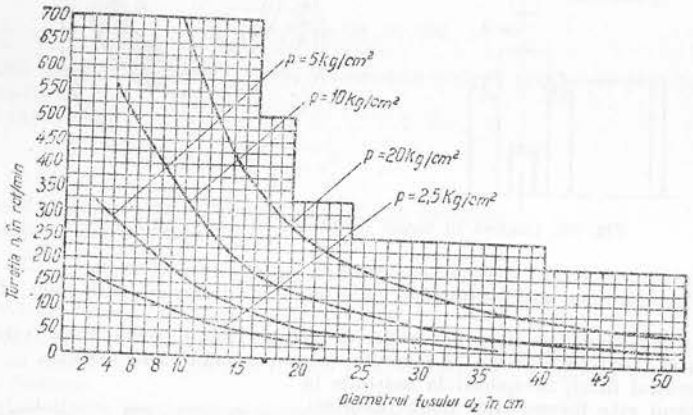


Fig. 94. Turaţia minimă a fusului, în ipoteza unei încălziri a uleiului la o temperatură de 55°C.

cu cât în acest fel şi puterea P, absorbită în frecare, este mai redusă. Se recomandă însă ca sarcina specifică p să nu fie mai mare de 18 kg/cm², adică:

$$p = \frac{F}{l \cdot d_z} < 18 \text{ kg/cm}^2.$$

Pentru ca ungerea să fie efectuată în bune condiţii, este necesar, deasemenea, ca viteza fusului să nu fie mai mică decât o anumită valoare critică, care depinde de presiunea specifică.

In curbele din fig. 94 sunt indicate aceste viteze minime.

In cazul când condiţiile de mai sus privind temperatura uleiului nu pot fi realizate, trebue să se utilizeze răcirea artificială.

Lagărele axiale sau crapodinele formează o construcţie specială, utilizată în cazul hidrogeneratorilor cu ax vertical. Dat fiind sarcinile mari pe care trebue să le susţină aceste crapodine, atingând, în anumite cazuri, 2 000 t — greutatea rotorului, a generatorului şi a turbinei — construcţia crapodinelor prezintă dificultăţi foarte mari.

Pentru acest motiv, crapodinele maşinilor de puteri mari trebue să fie asigurate de prezenţa unui strat permanent de ulei, în formă de pană.

Acest lucru se realizează prin trei construcţii de crapodine:
— cu pană de ulei fixă;
— cu segmenţi care se autoreglează (fig. 95, *a*);
— pe resorturi cu disc de susţinere elastic (fig. 95, *b*).

Crapodinele care au dat rezultatele cele mai bune sunt cele de construcţie cu segmenţi care se autoreglează. Principiul de construcţie al acestora constă în separarea suprafeţei interioare în segmenţi aşezaţi oblic, asigurând astfel formarea unei pelicule de ulei neîntrerupt şi cu o repartiţie aproape uniformă a presiunii, care poate să ajungă în acest fel până la 30 kg/cm².

Acest tip de crapodine se poate calcula cu mare precizie, este mai simplu din punct de vedere constructiv, se reglează mai uşor şi prezintă posibilitatea unor perfecţionări ulterioare.

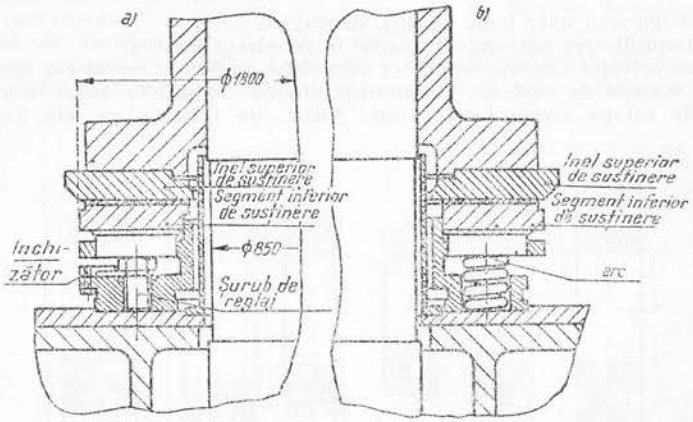


Fig. 95. Crapodină:
a — cu segmenţi imobili care se autoreglează; — pe resorturi.

35. **Lagăre de rulare (rulmenţi).** Lagărele de rulare folosesc ca elemente de rulare, pentru transmiterea sarcinii, bile (rulmenţi cu bile) sau role (rulmenţi cu role). După modul de acţionare al sarcinii suportate, rulmenţii se împart în rulmenţi radiali (lagăre de reazem radiale) şi rulmenţi axiali (lagăre de reazem axiale).

Spre deosebire de lagărele de alunecare, lagărele de rulare sunt adesea executate astfel, încât, pe lângă sarcina radială, pot să suporte şi o oarecare sarcină axială (v. fig. 96).

Execuţia constructivă a rulmenţilor cu bile sau cu role prezintă o foarte mare varietate. La maşini mici şi mijlocii şi chiar la maşini mari până la o putere de 200 kW, se folosesc rulmenţii, deoarece aceştia prezintă avantaje mai mari decât lagărele cu cuzineţi.

Aceste avantaje sunt:

— coeficientul de frecare prin rulare, în special la rulmenţii pe bile, este mai mic decât coeficientul de frecare prin alunecare, la lagărele cu cuzineţi (25—50%);

— putându-se folosi la rulmenţi unsoare consistentă, ungerea nu este influenţată în cazul când maşina are o poziţie oblică sau chiar verticală;

— schimbarea unsorii făcându-se la intervale mari (1—2 ani), maşinile prevăzute cu rulmenţi nu necesită o supraveghere permanentă a funcţionării lor;

— economie de lubrifianţi;

— siguranţă de funcţionare;

— reducerea lungimii maşinii;

— uzura practic nulă, astfel încât pericolul atingerii rotorului de stator, la maşinile asincrone, care au un întrefier mai mic, este înlăturat;

— rulmenţii fiind standardizaţi, există posibilitatea de înlocuire uşoară şi rapidă a rulmenţilor uzaţi, sau defectaţi.

La proiectarea construcţiei cu rulmenţi, trebue să se ţină seamă de următoarele consideraţii:

— Adoptarea unor rulmenţi cu dimensiuni convenabile, în ce priveşte rezistenţa şi uzura.

— Montarea în bune condiţii a rulmenţilor, atât pe fus, cât şi în locaşul scutului.

— Asigurarea unor bune condiţii de ungere.

— Impiedicarea pătrunderii unsorii în interiorul maşinii.

In ce priveşte valoarea sarcinilor admisibile, trebue observat că, spre deosebire de lagărele cu cuzineţi, la rulmenţi sarcina admisibilă scade brusc, dacă viteza de rotaţie creşte foarte mult. Astfel, un rulment cu role, având diametrul 240/100 şi lăţimea de 55 mm poate suporta o sarcină de 10 000 kg la 450 rot/min, şi de numai 5 000 kg, la 1 500 rot/min.

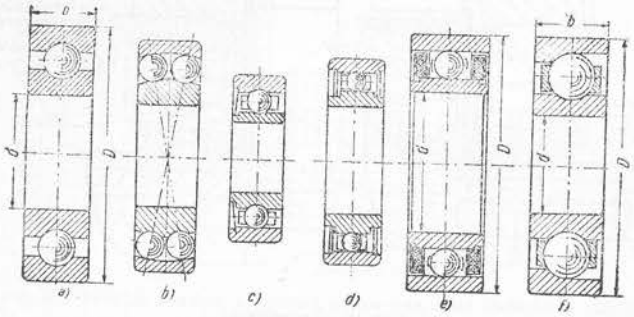


Fig. 96. Principalele tipuri de rulmenţi radiali.

Principalele tipuri de rulmenţi radiali folosiţi în fabricaţia maşinilor electrice sunt reprezentate în fig. 96.

Rulmenţii cu bile de tipurile din fig. 96 *a*, *b*, *c*, *d* sunt folosiţi, în principal, în cazul sarcinilor radiale. Ei pot suporta totuşi şi o sarcină axială, care poate atinge 1/4 din sarcina radială.

Rulmenţii din fig. 96, *c* şi *d*, spre deosebire de celelalte tipuri, sunt prevăzuţi cu o etanşare proprie, care face posibilă o construcţie simplificată a lagărului, permiţând introducerea unsorii consistente la intervale de şase luni sau chiar mai mult.

Rulmenţii din fig. 96, *b* sunt prevăzuţi cu autoreglare.

Rulmenţii destinaţi în special pentru încărcări axiale sunt executaţi, fie pentru încărcări axiale unilaterale, fie pentru încărcări axiale bilaterale.

Rulmenţii cu role reprezentaţi în fig. 97 se folosesc în cazul când sarcinile sunt mai mari decât cele admisibile la rulmenţii cu bile.

In general, pentru rulmenţii cu role din seria mijlocie pot fi folosiţi aceleaşi diametre pe care i-ar fi avut fusul la lagărele de alunecare.

In ce priveşte uşurinţa de montare şi de demontare a maşinii, cei mai avantajoşi sunt rulmenţii cu role din fig. 97, *b*, *c*. Primul dintre aceşti rulmenţi se montează dinspre partea acţionării, iar celălalt, dinspre partea opusă acţionării. Ei sunt folosiţi în special la electromotoarele de tracţiune.

In ce priveşte modul de montare a rulmenţilor, se constată că există un număr foarte mare de soluţii, dintre care cele mai uzuale sunt reprezentate în fig. 98, *a*, *b*, *c*, *d*. Sistemul de montare din fig. 98, *a* se aplică, în general, la maşinile foarte mici. La maşinile mici (fig. 98, *b*) nu se fixează inelul interior al rulmentului pe fus, ci numai inelul exterior în scut, care este în acelaşi timp, împreună cu căpăcelele, şi organul care reţine unsoarea rulmentului.

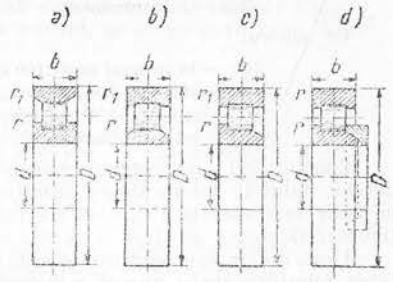


Fig. 97. Rulmenţi radiali cu role.

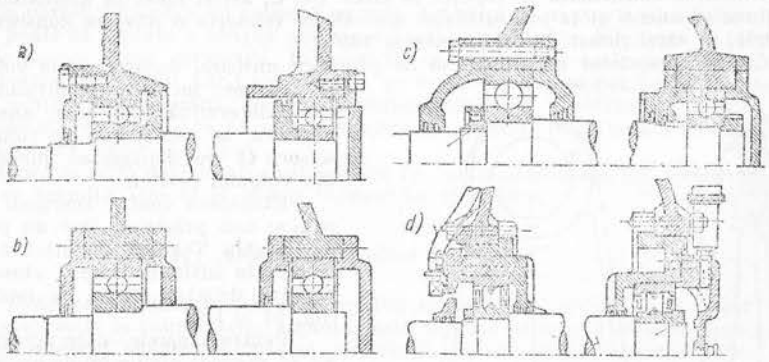


Fig. 98. Dispoziţii de montaj pentru rulmenţi.

La maşinile mai mari, rulmenţii cu role sau cu bile se utilizează fixând inelul lor interior pe fus, fie cu ajutorul unei piuliţe, fie cu ajutorul unui inel montat printr'un ajustaj presat.

Pentru a evita desaxarea sau înţepenirea bilelor, inelele exterioare ale rulmenţilor se fixează numai la un capăt al arborelui, unde este fixat şi inelul interior, iar la capătul celălalt al arborelui, se lasă un joc axial de 2—3 mm, de ambele părţi ale inelului exterior.

Toleranţele de asamblare ale rulmenţilor în lagăr şi pe arbore cele mai recomandate sunt următoarele:

In lagăr:

TB2 — rulmenţi cu role, condiţii foarte grele de funcţionare;
TA2 — rulmenţi cu bile, condiţii grele şi medii de funcţionare;
JE2 — rulmenţi cu bile, condiţii uşoare;
JE2 — micromotoare.

Pe arbore:

td2 — în general peste 100 kW, cu role, pentru $180 < \varnothing < 290$;
tc2 — sub 100 kW, cu bile, pentru $\varnothing > 100$ şi cu role pentru $40 < \varnothing < 180$;
tb2 — sub 100 kW, cu bile, pentru $\varnothing < 100$, cu role pentru $\varnothing < 40$;
tb2 — micromotoare.

Calculul cel mai potrivit pentru alegerea rulmenţilor trebue făcut pe baza datelor fabricii producătoare înscrise în cataloage. Alegerea rulmenţilor se face pe baza sarcinilor şi a turaţiei maxime, cum şi pe baza numărului de ore de funcţionare. Deobicei, se alege o durată de funcţionare de 20 000 ore.

Unul dintre cele mai importante avantaje ale rulmenţilor constă în posibilitatea folosirii pentru ungere a unsorii consistente. Aceasta se poate întrebuinţa până la o viteză periferică a arborelui de 15 m/s. Pentru turaţia de 1 500 rot/min se poate deci ajunge până la un arbore cu un diametru de aproape 200 mm, ceeace înseamnă că la această turaţie rulmenţii cu unsoare consistentă pot fi utilizaţi aproape în toate cazurile.

La turaţii mai mari şi în cazuri speciale se foloseşte ungerea cu ulei, în acest caz trebuind să se prevadă dispozitive de răcire a uleiului.

Unsoarea consistentă se topeşte la circa 100°C, astfel încât la motoarele de tracţiune şi uneori şi la alte utilizări speciale se foloseşte o unsoare consistentă specială, al cărei punct de topire este la 160°C.

Cutia rulmentului nu trebue să fie plină cu unsoare, deoarece prin rotaţie se produc încălziri suplimentare, care determină dilatarea unsorii. Deaceea, se recomandă ca volumul unsorii să nu depăşească jumătate din volumul casetei.

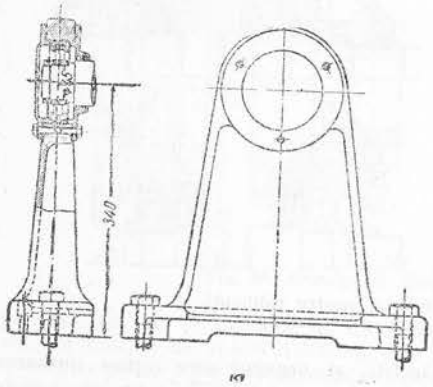


Fig. 99. Rulmenţi cu role cu etanşare prin labirint.

Etanşarea contra scurgerii unsorii se face printr'un inel de pâslă (v. fig. 90). Tehnica sovietică a introdus în ultimul timp o etanşare fără inel de pâslă numai cu labirint (fig. 91 şi 99).

Pentru lagărele uşor accesibile nu se prevede niciun fel de ungător. Pentru lagărele greu accesibile se prevăd ungătoare speciale.

Curăţirea de unsoare veche şi înlocuirea cu unsoare proaspătă se face la circa 1 500 — 2 000 ore de funcţionare, însă cel puţin odată la doi ani, după spălarea rulmenţilor cu benzină. Ungerea rulmenţilor cu unsoare consistentă permite realizarea unor construcţii foarte simple pentru maşinile cu arbore vertical. In fig. 100 este reprezentat capătul de arbore al unui motor asincron vertical, în care se poate vedea atât lagărul axial, care are rolul de a suporta presiunea verticală, cât şi cel radial, care preia presiunile radiale foarte mici.

Rulmenţii conici pot fi folosiţi în mod avantajos pentru preluarea presiunilor, atât axiale, cât şi radiale.

Pentru a determina sarcina pe care o poate suporta rulmentul, trebue să se cunoască eforturile care se produc asupra arborelui, executând epura momentelor încovoietoare şi calculând reacţia reazemelor. In general, lagărul dinspre parte opusă acţionării este încărcat cu o sarcină mai mică decât lagărul dinspre partea acţionării. Deaceea, ori de câte ori este posibil, se recomandă să se folo-

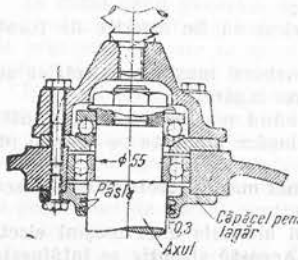


Fig. 100. Ansamblul rulmenţilor axial şi radiali ai unei maşini cu ax vertical.

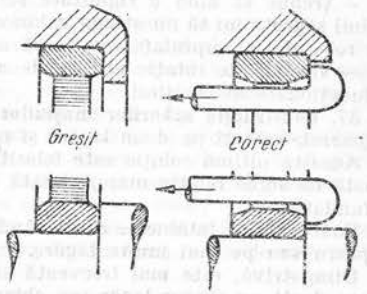


Fig. 101. Construcţia care prevede posibilitatea demontării rulmenţilor.

seasca de partea acţionării un rulment cu role, dat fiind că pentru aceleaşi dimensiuni el poate să suporte o sarcină mai mare decât rulmentul cu bile, care se montează de partea opusă acţionării. In acest fel, se pot obţine aceleaşi dimensiuni pentru lagăre, de ambele părţi ale maşinii, şi, în consecinţă, se pot folosi aceleaşi scuturi pentru ambele părţi, ceeace simplifică fabricaţia maşinilor de serie.

Rulmenţii se folosesc în prezent la maşini de o putere până la 500 kW şi, în anumite cazuri, chiar mai mari.

Pentru a se evita deteriorarea rulmenţilor cu ocazia demontării lor, construcţia trebue să permită accesul la inelele rulmenţilor (fig. 101).

K. Arborii maşinilor electrice

36. Consideraţii generale. Arborele maşinii electrice este organul care suportă rotorul şi serveşte la transmiterea cuplului dela motorul primar la maşina electrică sau dela motorul electric la maşina antrenată. In consecinţă, arborele suportă întreaga greutate a părţii rotative, cum şi cuplul de rotire, combinat cu momentul încovoietor al transmisiei, în cazul când transmisia se face prin roţi dinţate, prin curea sau prin cabluri.

La maşinile verticale, arborele suportă şi efortul axial de tracţiune, şi, în cazul arborelui de hidrogenerator, efortul provocat de acţiunea axială a turbinei.

Deasemenea, arborele suportă şi eforturile produse de forţele electromagnetice unilaterale, în cazul când întrefierul este neuniform sau în cazul unei disimetrii în repartizarea fluxurilor pe poli.

Arborele suportă în plus eforturile care rezultă dintr'un desechilibru al rotorului, în momentul când arborele funcţionează la viteze critice de rotaţie.

Pentru a putea studia condiţiile de funcţionare a arborelui unei maşini electrice, trebue să se stabilească sarcinile pe care le suportă arborele în funcţionarea normală a maşinii, în regim de suprasarcină şi în cazuri speciale (în caz de avarii).

Este deci necesar să se poată stabili care este regimul cel mai greu de funcţionare sau situaţia cea mai defavorabilă în care se poate găsi o maşină în condiţii de exploatare.

Arborele unei maşini electrice trebue să satisfacă următoarele condiţii importante:

— trebue să fie suficient dimensionat în toate secţiunile lui, pentru ca să poată suporta, fără deformaţii permanente, toate încărcările care pot surveni în exploatarea maşinii, inclusiv cazurile de avarii (scurtcircuit brusc);

— trebue să aibă o rigiditate suficientă, pentru ca în timpul funcţionării maşinii săgeata lui să nu atingă valori care ar putea permite o frecare între suprafaţa rotorului şi suprafaţa interioară a statorului;

— vitezele de rotaţie critice ale arborelui trebue să fie diferite de turaţiile de funcţionare ale maşinii.

37. **Construcţia arborilor maşinilor electrice.** Arborii maşinilor electrice sunt, în general, aşezaţi pe două lagăre şi rareori pe trei lagăre.

Această ultimă soluţie este folosită în cazul când maşina este prevăzută cu o roată de curea relativ mare, plasată între două lagăre montate pe aceeaşi placă de fundaţie.

Foarte rar se întâlneşte cazul când arborele unei maşini electrice este rezemat pe patru sau pe mai multe lagăre.

Dimpotrivă, este mai frecventă situaţia când arborele unei maşini electrice nu are decât un singur lagăr sau chiar niciunul. Această situaţie se întâlneşte la

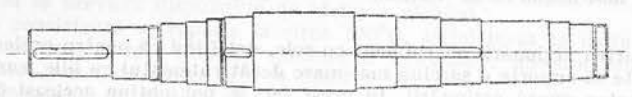


Fig. 102. Arborele unei maşini electrice pe două lagăre.

generatorii cuplaţi direct cu motoare Diesel. In acest caz, lagărele motorului Diesel susţin, în parte sau în total, rotorul generatorului.

Arborele maşinilor electrice este totdeauna drept. Pe el sunt fixate rotorul cu colectorul sau inelele de contact şi, eventual, ventilatorul şi şaiba de curea.

Arborele trebue prevăzut cu fusurile care alunecă în lagăre.

Diferitele porţiuni ale arborelui, care susţin organele de mai sus, sunt despărţite aproape totdeauna între ele prin praguri, astfel încât arborele are forma reprezentată în fig. 102.

Montarea diferitelor organe pe arbore se face prin anumite ajustaje: presat, blocat, etc., standardizate prin STAS 1818-50. Diametrele arborilor prevăzute cu ajustaje sunt fixate prin STAS 75-49.

Pentru buna funcţionare, trebue respectate cu stricteţă atât aceste diametre, cât şi toleranţele şi ajustajele. Astfel, este posibilă simplificarea execuţiei diferitelor trepte ale arborelui.

Cea mai simplă construcţie de arbore este cea a motorului asincron de putere mică, având rotorul în scurtcircuit care este reprezentată în fig. 103, *a*.

Pachetele de tole ale rotorului sunt, de cele mai multe ori, strânse cu nituri şi se montează fără pană, cu un ajustaj presat pe arborele strunjit în prealabil.

Adesea suprafaţa *a* a arborelui, pe care se montează pachetul de tole, este în prealabil randalinată (fig. 103, *a*).

La maşinile mai mari şi, în special, în cazul când tolele rotorului nu se montează sub forma unui pachet gata asamblat, ci se montează una câte una, se pre-

vede pe arbore un prag *B* şi o pană *C*, pe toată lungimea pachetului (fig. 103, *b*). Penele normale pentru arborele rotorului sunt standardizate prin STAS 1005-50 şi 1006-50.

Arborii se execută cu prag şi cu reazem şi în cazul când pachetele de tole ale rotorului nu se asamblează direct pe arbore, ci pe butuc.

Inălţimea radială minimă a pragului se poate stabili cu formula:

$$a_{min} = 0{,}01\, d_0 + 1,$$

în care d_0 este diametrul porţiunii învecinate a arborelui, în mm.

In cazul când pachetul de tole al rotorului are o lungime prea mare, sau în cazul butucilor pentru colectoare sau pentru inele de contact prea lungi, suprafeţele arborelui pe care se montează aceste piese se execută adesea cu mai multe trepte, pentru a uşura presarea acestor organe pe ax (fig. 103, *c*).

In cazul montării pachetelor de tole, este necesar să se prevadă pene pe toată lungimea pachetului, dacă tolele sunt aşezate direct pe arbore; dacă pachetul este plasat pe un butuc intermediar, este suficient să se prevadă pene numai pe porţiunea mai groasă a arborelui, dinspre capătul său liber.

In cazul motoarelor cu inelele de contact scoase în exterior (motoare asincrone sau generatori de curent continuu cu divizori de tensiune), arborele este prevăzut

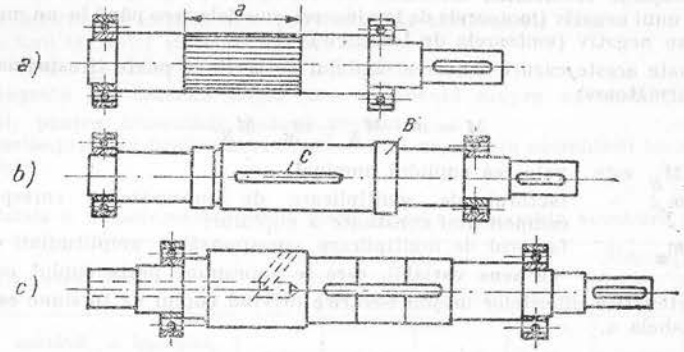


Fig. 103. Arbori pentru motoare asincrone de putere mică şi mijlocie.

cu o gaură pentru conductorii care fac legătura între bobinaj şi inelele colectoare (fig. 103, *c*).

Secţiunea conductorilor care se montează în interiorul arborelui se alege după aceleaşi norme ca şi conductorii folosiţi la maşini electrice, cu o reducere a densităţii admisibile de curent de 10—15%, calculată pentru regimul nominal de funcţionare a maşinii.

In locul de ieşire al conductorilor din orificiul arborelui, se execută o protecţie dintr'o teacă de piele sau dintr'un bandaj de sfoară.

Trecerea dela un diametru al arborelui la altul trebue să se executate cu o racordare, având raza cât mai mare, pentru a evita o concentrare excesivă a eforturilor mecanice în locurile de trecere.

38. **Calculul arborilor maşinilor electrice.** Calculul arborelui unei maşini electrice se face determinând săgeata, care nu trebue să depăşească 1/10 din valoarea radială a întrefierului. Dacă această condiţie este îndeplinită, eforturile specifice se găsesc aproape totdeauna mult sub limita inferioară admisibilă.

Arborele maşinilor se verifică şi la efortul combinat de torsiune şi de încovoiere. Calculul arborelui se face pe baza valorii eforturilor tangenţiale maxime, cu formula:

$$\sigma_r = \sqrt{\sigma^2 + 4\,\tau^2},$$

în care: σ este efortul la încovoiere;
τ — efortul la torsiune.

Solicitările la încovoiere sunt produse de forţe având direcţie constantă: forţa gravitaţională, forţa electromagnetică unilaterală produsă de un desechilibru în repartizarea fluxului, şi forţa rezultând din cuplul mecanic al transmisiunii.

Datorită tensiunii, efortul combinat de încovoiere poate fi alternativ, având un ciclu simetric, adică amplitudini pozitive şi negative, egale în valoare absolută.

Factorul de solicitare la tensiune depinde de domeniul de utilizare şi de modul de lucru al maşinii electrice. La maşinile cu funcţionare nereversibilă şi cu sarcină constantă, cum sunt motoarele generatorilor pentru industriile electrochimice, solicitările de torsiune au o valoare constantă.

La maşinile reversibile, eforturile de torsiune variază între un maximum pozitiv şi unul negativ (motoarele de laminoare), sau dela zero până la un maximum pozitiv sau negativ (motoarele de tracţiune).

In toate aceste cazuri, valoarea cuplului de torsiune poate fi exprimată prin formula următoare:

$$M = m \cdot M_N \pm m_w \cdot M_N,$$

în care: M_N este valoarea cuplului nominal;
m — factorul de multiplicare de suprasarcină corespunzător componentei constante a cuplului;
m_w — factorul de multiplicare corespunzător amplitudinii cuplului cu sens variabil, care se suprapune peste cuplul constant.

Caracteristica diferitelor maşini electrice privind cuplul de torsiune este indicată în tabela 4.

Tabela 4. Caracteristica diferitelor maşini electrice privind cuplul de torsiune

Tipul maşinii electrice	Limitele de variaţie a cuplului	Factorul de multiplicare al cuplului maxim	
		m	m_w
Grupuri convertizoare, generatori pentru industrii	$M = M_N = \text{const}$	1	0
Maşini electrice normale, dela 1,0 până la 100 kW	$+M_{max} \ldots 0$	1	1
Motoare de laminor reversibile	$+M_{max} \ldots -M_{max}$	0	3,5
Generatori pentru alimentarea motoarelor reversibile	$+M_{max} \ldots 0$	1,5	1,5
Motoarele compresoarelor cu piston	$+M_{max} \ldots 0$	2	2
Generatorii agregatelor Diesel	$mM_N \ldots + m_w M_N$	1,25	2,5
Motoare de tracţiune	$M_{max} \ldots 0$	1,5	1,5

Pentru a se putea calcula efortul specific şi săgeata arborelui este necesar să se cunoască cuplul de torsiune M_t şi cuplul de încovoiere M_i. Cuplul de torsiune este dat de relaţia:

$$M = \frac{71\,600\,P_w}{0{,}736\,n}\ [\text{kgf}\cdot\text{cm}],$$

în care: P este puterea, în W;
n — turaţia, în rot/min.

Pentru calculul momentului încovoietor, trebue stabilite forţele care acţionează asupra arborelui şi punctul lor de aplicare. Dacă întrefierul este uniform repartizat, forţele magnetice dau asupra arborelui o rezultantă nulă. Deobicei, însă, rotorul este puţin descentrat faţă de suprafaţa interioară a statorului. Din această cauză, fluxul magnetic al regiunilor polare, care sunt aşezate în partea în care întrefierul este minim, este mai mare decât în partea diametral opusă. In consecinţă, şi forţele electromagnetice între suprafeţele rotorului şi ale statorului, în care valoarea inducţiei este mai mare, vor fi mai mari.

Trebue deci să se considere că în direcţia întrefierului minim, adică în direcţia excentricităţii rotorului, acţionează o forţă electromagnetică unilaterală. Această forţă provoacă o săgeată suplimentară a arborelui şi, ca urmare, măreşte şi mai mult excentricitatea iniţială.

Excentricitatea iniţială este provocată de următoarele cauze:
— uzura lagărelor şi neprecizia asamblării lor e;
— săgeata f_G, datorită greutăţii rotorului;
— săgeata f_P, datorită forţei care acţionează asupra extremităţii libere a arborelui, pentru transmisia puterii mecanice.

Valorile practice pentru uzura lagărelor şi neprecizia asamblării lor sunt date în tabela 5.

Tabela 5. Valorile practice pentru uzura lagărelor şi neprecizia asamblării lor

Diametrul fusului	Lagăre cu cuzineţi			Rulmenţi		
	41–80	81–120	121–180	41–80	81–120	121–180
Uzura maximă a lagărelor, mm	0,25	0,30	0,40	0,20	0,22	0,25
Neprecizia prelucrării şi a asamblării lagărelor, mm	0,15	0,20	0,30	0,10	0,15	0,20
Excentricitatea arborelui faţă de rotor, mm	0,30	0,40	0,50	0,25	0,30	0,35

Excentricitatea totală se calculează în ipoteza cea mai defavorabilă, că aceste trei excentricităţi se adună în mod aritmetic:

$$e_0 = e + f_G + f_P.$$

Valoarea forţei electromagnetice se calculează ţinându-se seamă de valoarea întrefierului fictiv δ', care se obţine din întrefierul real δ, multiplicat cu factorul lui Carter K_δ.

In mod aproximativ, pentru maşina sincronă cu poli înnecaţi, $K_\delta = 1{,}06$.
Pentru maşinile sincrone cu poli aparenţi, $K_\delta = 1{,}2$.
Pentru maşinile asincrone, $K_\delta = 1{,}3$.
Pentru maşinile de curent continuu, $K_\delta = 1{,}15$.

Valoarea întrefierului real δ pentru motoarele asincrone trifazate de construcţie normală sau cu întrefierul mărit pentru puteri până la 100 kW este standardizată prin STAS 1764-57 (Motoare asincrone trifazate — 1 ... 100 kW până la 500 V. Condiţii tehnice).

Notând cu x excentricitatea în raport cu întrefierul de calcul δ', formula generală a forţei electromagnetice unilaterale este:

$$F = 2{,}1\, D\, l_p \left(\frac{B_\delta}{7\,000}\right)^2 \frac{x}{\delta}\ [\text{kg}],$$

în care: l_p este lungimea pachetului de tole;
B_δ — inducţia maximă în întrefier.

Această forţă trebue considerată uniform repartizată pe porţiunea de arbore pe care este plasat rotorul.

Valoarea forţei electromagnetice unilaterale, în ipoteza unei disimetrii de 30 %, care se poate adopta în mod aproximativ în lipsă de alte indicaţii, este:

$$F = 0{,}65\, D\, l_p \left(\frac{B_\delta}{7\,000}\right)^2 [\text{kgf}].$$

Momentul încovoietor se determină prin metode de statică grafică, cu ajutorul unui poligon funicular.

In ipoteza simplificată a unui arbore cu diametru constant, rezemat numai pe două lagăre la capete şi considerând toate forţele concentrate la mijloc, notate cu F_t, valoarea momentului încovoietor M_i este dată de relaţia:

$$M_i = \frac{F_t \cdot l}{4}\ [\text{kg}\cdot\text{cm}],$$

iar valoarea săgeţii f, de relaţia:

$$f = \frac{F_t \cdot l^3}{48\, EI}\ [\text{cm}],$$

în care: l este lungimea arborelui între axele lagărelor;
I — momentul de inerţie al secţiunii arborelui;
E — modulul de elasticitate.

Odată stabilite aceste valori, se determină eforturile de torsiune şi de încovoiere cu relaţiile:

$$\sigma = \frac{M_i \cdot 32}{\pi\, d^3}\ [\text{kgf/cm}^2];$$

$$\tau = \frac{M_t \cdot 16}{\pi\, d^3}\ [\text{kgf/cm}^2],$$

în care d este diametrul arborelui, în cm.

In cazul general al unui arbore care are diametru variabil, se face calculul solicitărilor în materialul arborelui pentru câteva secţiuni, şi anume, în locurile unde se consideră că se produc cele mai mari eforturi (la jumătatea lungimii miezului rotorului şi în punctele învecinate, unde se schimbă secţiunea arborelui).

Un alt fenomen de care trebue să se ţină seamă la calculul arborilor maşinilor electrice este turaţia critică.

Oricât de bine ar fi echilibrat rotorul unei maşini electrice, există totuşi mici desechilibrări, care în timpul rotaţiei produc vibraţii. Dacă aceste vibraţii corespund unei anumite turaţii, care coincide cu frecvenţa proprie de oscilaţie a rotorului, în acest caz ele capătă o amplitudine foarte mare şi pot provoca, în anumite cazuri, ruperea arborelui. Deaceea, arborii trebue să fie verificaţi şi în ce priveşte turaţia critică.

Din acest punct de vedere, la proiectarea arborilor maşinilor electrice se recomandă următoarele dispoziţii:

— Dacă viteza nominală a arborelui este inferioară vitezei critice, aceasta trebue să depăşească viteza nominală cu cel puţin 15—20 % din valoarea vitezei nominale.

— Dacă, dimpotrivă, viteza nominală a arborelui este superioară vitezei critice, aceasta trebue să fie mai mică decât viteza nominală cu cel puţin 10—15 % din valoarea vitezei nominale. Pe de altă parte, viteza critică nu trebue să fie apropiată nici de jumătatea vitezei nominale de rotaţie.

— In cazul unei viteze critice egale cu 115 % din cea nominală, suporţii lagărelor trebue să aibă o rigiditate suficientă.

Pe lângă viteza critică fundamentală, este posibil să se producă şi o viteză critică superioară, la care linia deformată a arborelui ia forma a două semiunde de sinusoidă. Această viteză critică superioară se verifică numai în cazul când viteza critică fundamentală este mai mică decât circa 0,4 din viteza nominală de rotaţie a arborelui.

Pentru un arbore rezemat pe două lagăre, valoarea turaţiei critice n_c este dată de relaţia:

$$n_c = 300 \sqrt{\frac{1{,}07}{f_{max}}},\ \text{rot/min}$$

în care f_{max} reprezintă săgeata maximă.

Arborii maşinilor electrice se execută din oţel laminat sau forjat, şi anume: până la diametrul de 150 mm pot fi executaţi din oţel laminat, iar peste această dimensiune se impune oţelul forjat. Deobicei, se foloseşte un oţel carbon de calitatea OL-50. In cazuri speciale, se pot întrebuinţa oţeluri de calităţi superioare şi chiar oţeluri aliate.

Capetele de ax cilindrice ale maşinilor electrice, adică porţiunile cilindrice pe care se fixează şaiba de curea, sau semicuplajul pentru acţionarea directă, sunt normalizate prin STAS 2798-51. Capetele de arbore conice sunt normalizate prin STAS 3432-52.

Verificarea dimensiunii se face ţinându-se seamă de tracţiunea curelei care depinde de diametrul şaibei de curea.

Dacă se notează cu D_s diametrul şaibei de curea, tracţiunea T în curea se ia în mod acoperitor:

$$T = \frac{6\, M_d}{D_s}\ [\text{kgf}],$$

şi se consideră aplicată la mijlocul locaşului de fixare a şaibei de curea. Cu cât şaiba are diametrul mai mic, cu atât tracţiunea T este mai mare.

L. Organe mecanice de transmisie şi de fixare

39. Cuplaje. Transmiterea puterii mecanice la maşinile electrice se face fie direct prin cuplaje, fie prin transmisie cu curea sau cu angrenaje.

In cazul folosirii cuplajelor, ele pot fi realizate sub formă de cuplaje rigide, de cuplaje elastice şi de cuplaje semielastice.

Cuplarea rigidă a arborilor maşinilor electrice se face fie cu ajutorul flanşelor, fie cu ajutorul cuplajelor cu discuri. Ea este folosită cele mai adesea la maşinile relativ mari şi în special la maşinile care au un cuplu de rotaţie pulsatoriu. Deasemenea,

cuplarea rigidă se foloseşte în toate cazurile de execuţie a agregatelor de maşini, când pe o singură axă, prevăzută cu 4—5 lagăre-picior, sunt montate mai mult decât două maşini.

Utilizarea cuplării rigide permite ca, în aceste cazuri, să se renunţe la unele lagăre-picior, scurtându-se astfel lungimea axială a agregatului şi micşorându-se costul şi cheltuelile de exploatare.

Cuplajul cel mai des folosit este cel elastic (fig. 104). El permite să se execute cu mai puţină precizie montajul liniei de arbori ai maşinilor cuplate.

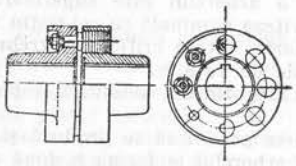


Fig. 104. Cuplaj elastic.

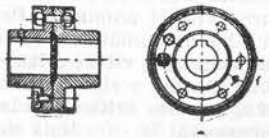


Fig. 105. Cuplaj rigid cu discuri.

Datorită elasticităţii pe care o au aceste cuplaje, atât în direcţie radială, cât şi în direcţie tangenţială, precizia montajului de asamblare a liniei de arbori ai agregatului nu mai prezintă o importanţă atât de mare.

O situaţie intermediară între cuplajul rigid şi cel elastic îl ocupă aşa numitele cuplaje semielastice, care folosesc o parte de legătură ondulată elastică, permiţând în limite mici unele neparalelisme între suprafeţele frontale ale arborilor care se cuplează. Aceste cuplaje semielastice sunt rar folosite.

Alegerea unui tip de cuplaj este determinată de caracterul cuplului de rotaţie transmis (constant sau pulsatoriu), de numărul de lagăre-picior şi de nevoia de a se asigura o rigiditate a liniei de arbori.

In cazurile când maşinile formează un agregat (de exemplu: motor Diesel şi generator, compresor şi electromotor), cuplajul rigid este mai simplu şi are un cost mai redus.

Cuplajul rigid cu flanşe este sistemul cel mai uzual de cuplare rigidă a arborilor maşinilor electrice. In acest caz, flanşa este executată prin forjare, din aceeaşi bucată cu arborele. Pentru a se putea obţine o centrare cât mai bună a arborilor care se cuplează, una dintre flanşe are un prag circular, iar cealaltă, un contraprag corespunzător.

Celelalte sisteme de cuplare rigidă, care se realizează prin cuplajul cu discuri montate de obicei la cald pe capetele arborilor, duce la un diametru al cuplajului mult mai mare (fig. 105).

Maşinile cu arbori orizontali se cuplează, de cele mai multe ori, cu ajutorul cuplajelor cu discuri.

Numai în cazul generatorilor de puteri mari, antrenaţi de motoare Diesel, se preferă cuplajul cu flanşe, din cauza siguranţei mai mari pe care o prezintă. Cuplajul rigid prin flanşe este folosit, deasemenea, în cazul hidrogeneratorilor verticali. Arborele turbinei se cuplează cu arborele generatorului printr'un cuplaj cu flanşe, cu excepţia agregatelor mici având puteri de ordinul 200—300 kW, la care se folosesc uneori cuplaje cu discuri montate la cald.

Dimensiunile cuplajelor sunt standardizate prin STAS 769-49.

La cuplajele elastice ca în fig 104 elementul de elasticitate este realizat printr'un pachet de şaibe de piele, montate pe o tijă de oţel.

Fixarea pachetului de şaibe se realizează cu un inel crestat.

In cazul cuplajelor elastice de dimensiuni mici, şaibele de piele pot fi înlocuite printr'un tub de cauciuc.

40. Roţi de curea şi role de întindere. Transmisiile prin curele sunt folosite pentru transmiterea puterii mecanice în cazul maşinilor care au axele arborilor aşezate paralel.

Avantajul transmisiei prin curele constă în posibilitatea cuplării unor maşini cu viteze diferite, rezultând din alegerea raportului diametrelor roţilor corespunzând raportului cerut pentru viteze.

Forma roţilor de curea de diametru mic este reprezentată în fig. 106. Obada este solidarizată de butuc cu ajutorul unor braţe *C*. Butucul este prevăzut cu o gaură cilindrică pentru fixarea pe arbore.

Dispoziţia obezii poate fi simetrică sau asimetrică în raport cu butucul, depinzând de raportul dintre lăţimea necesară a obezii şi lungimea capătului liber al arborelui.

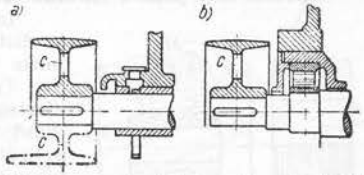


Fig. 106. Roată mică de curea din fontă.

La roţile de curea cu diametru mai mic, obada este legată de butuc cu ajutorul unor spiţe radiale. Numărul acestor spiţe este, în general, de patru pentru roţi cu diametrul până la 600 mm şi creşte cu câte două spiţe pentru fiecare creştere a diametrului de 600—800 mm. In cazul când lăţimea obezii depăşeşte 300 mm, roţile se execută obişnuit cu două rânduri de spiţe.

Spiţele sunt prevăzute cu o secţiune eliptică, ale cărei dimensiuni se aleg astfel, încât axa mare a elipsei să fie cel puţin egală cu diametrul interior al butucului roţii, iar axa mică să fie egală cu circa 40% din axa mare.

Roţile cu diametre mari, cu obada dintr'o bucată, se execută, în unele cazuri, cu butucul crestat, strâns cu buloane. Această crestătură se face în scopul de a descărca roata de tensiuni interioare.

Roţile cu diametre mari se execută divizate în două sau în mai multe bucăţi. Imbinarea pieselor componente se face cu două buloane, plasate în apropiere de obadă şi de butuc.

In cazul unor spiţe cu lungimi care depăşesc 1,50 m, este necesară o îmbinare cu buloane în plus la mijlocul lungimii spiţei. Roţile folosite pentru viteze periferice, care nu depăşesc 25 m/s, se pot turna din fontă.

In ultimul timp se întrebuinţează şi roţi sudate, în special pentru diametre mai mari decât 500 mm, care prezintă avantajul de a fi mai uşoare şi mai rezistente decât cele turnate.

In acest caz, fixarea butucului de obadă se face deseori prin discuri.

In cazul când obada are o lăţime mai mare decât 350 mm, se foloseşte un singur disc. Pentru lăţimi mari se utilizează două discuri.

Pentru a se reduce greutatea discurilor, se fac găuri în corpul acestora, iar pentru mărirea rigidităţii lor se sudează colţari în direcţie radială.

La anumite tipuri de roţi cu diametre mari, discurile pot fi înlocuite prin spiţe executate din bare de oţel lat sau chiar din ţevi.

Curelele de transmisie folosite pentru aceste roţi sunt standardizate prin STAS 865-49, 615-49, 758-49 şi 866-49.

In ultimul timp se folosesc mult în industrie curele trapezoidale, a căror secţiune transversală are forma de trapez. Aceste curele prezintă următoarele avantaje:

— randament ridicat, rezultând din reducerea pierderilor de energie prin frecarea de alunecare a curelei;

— raportul de transmisie poate fi variat în limite mai mari, deoarece unghiul de înfăşurare a curelei pe şaiba mică poate fi micşorat până la 120°, ceeace permite realizarea unor raporturi de transmisie de 1/8, fără să fie necesar să se utilizeze role de întindere;

— distanţa minimă dintre axele celor două roţi poate fi mai redusă decât în cazul curelelor plate, iar distanţa minimă dintre punctele cele mai apropiate ale roţilor poate fi micşorată până la 50 mm;

— tensiunea mai mică în ramura condusă a curelei şi lăţimea mai mică a roţii, utilizată în cazul curelelor trapezoidale, duc la o valoare mai redusă a momentului de încovoiere în arborele maşinii.

Transmisia prin curele trapezoidale este standardizată prin STAS 1862-50, 1163-50 şi 1164-50.

Diferite roţi pentru curelele trapezoidale sunt reprezentate în fig. 107.

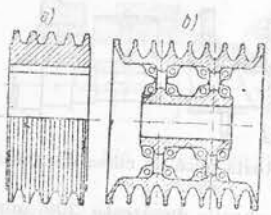


Fig. 107. Roţi de curea pentru curele trapezoidale: *a* — roată masivă; *b* — roată cu spiţe.

In cazul transmiterii unor puteri mai mari şi la distanţe mai lungi, se folosesc cabluri de transmisie mecanică.

Transmiterea cu ajutorul cablurilor necesită eforturi de întindere mai mari decât cele care corespund transmisiei prin curea. Se admite că forţa aplicată arborelui în mijlocul roţii este dată de formula:

$$T = \frac{2M}{D},$$

în care: M este cuplul;

D — diametrul roţii.

Din cauza acestui efort relativ mare, în cazul transmiterii prin cablu de transmisie mecanică, este necesar ca maşina electrică să se execute cu un lagăr suplimentar. In acest caz, roata se execută divizată, pentru ca asamblarea maşinii să se facă mai uşor.

Pentru alegerea diametrului şi a lăţimii roţii de cablu trebue să se ţină seamă nu numai de eforturile mecanice în arborele maşinii, dar şi de încălzirea lagărelor.

In cazul cablului rotund de cânepă, diametrul roţii nu trebue să fie mai mic decât de 30 de ori diametrul cablului. In cazul cablului executat din fire de bumbac, el poate să se micşoreze până la de 20 de ori diametrul cablului. Viteza periferică a roţii nu trebue să depăşească 25 m/s.

In cazul când distanţa dintre axele maşinilor cuplate prin transmisie prin curea este mai mică decât 1,5—2 din diametrul roţii celei mari a transmisiei funcţionarea transmisiei prin curea nu mai este satisfăcătoare, datorită faptului că întinderea curelei se slăbeşte după un timp scurt, şi cureaua începe să alunece. Acest lucru se constată uşor în cazul când distanţa dintre arborele roţilor este mică şi raportul de transmisie mare.

Pentru a se putea folosi curele de transmisie fără o tensiune exagerată în aceste cazuri, se folosesc role de întindere (fig. 108).

Ele prezintă avantajul că măresc suprafaţa de aderenţă pe şaiba de curea.

In fig. 108 sunt reprezentate diferite sisteme de role de întindere. Ele au desavantajul că obligă cureaua să execute două inflexiuni, ceeace măreşte solicitările la încovoiere şi uzura curelei.

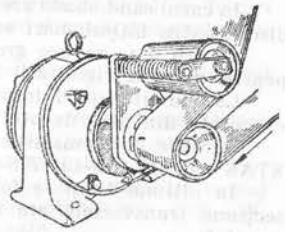


Fig. 108. Intinderea curelei cu role de întindere.

41. Glisiere şi plăci de fundaţie. Glisierele constituie suporţi ai maşinilor electrice, care se fixează de fundaţie şi permit să se realizeze deplasarea maşinii pe glisiere cu ajutorul unor şuruburi speciale pentru a se obţine întinderea curelei.

Glisierele pentru maşinile mici se execută prin turnare, în forma unor plăci dreptunghiulare, având un suport filetat pentru şurubul de întindere. Ele sunt prevăzute cu nişte locaşuri în care se introduc buloanele, care strâng tălpile maşinii de glisieră (fig. 109). Secţiunea acestor locaşuri se alege astfel încât capătul bulonului având forma pătrată să nu se poată răsuci la înşurubarea piuliţei pe bulon. Pentru prinderea glisierelor în fundaţie se prevăd patru urechi pentru buloanele de fundaţie. Glisierele pentru maşini electrice sunt standardizate prin STAS 1399 (Maşini electrice rotative. Glisiere de la 450 la 1280 mm lungime. Dimensiuni).

Pentru maşini mai mari şi în cazul când lagărele sunt separate, este necesar ca toate părţile componente ale maşinii — statorul, lagărele şi uneori şi excitatricea — să fie fixate pe o placă de fundaţie.

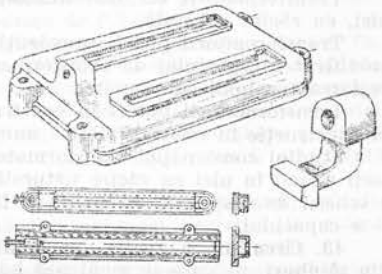


Fig. 109. Glisiere pentru maşini electrice.

Plăcile de fundaţie se executau înainte, în cele mai multe cazuri, prin turnare. Acest sistem este folosit şi în cazul când aceste plăci sunt comune cu ale motorului Diesel sau cu ale turbinei. In cazul maşinilor electrice de puteri mai mari, funcţionând separat, se folosesc din ce în ce mai mult plăci de fundaţie sudate. Plăcile de fundaţie sudate se execută din fiare profilate, în general, cu profil în I sau în U, solidarizate între ele prin platbande, care servesc şi la filetarea găurilor în care se fixează buloanele tălpilor carcasei statorului, ale lagărelor, etc. In fig. 110 este reprezentată o astfel de placă de fundaţie.

Pentru maşini de 200—500 kVA se folosesc profile de 18—20 cm înălţime,

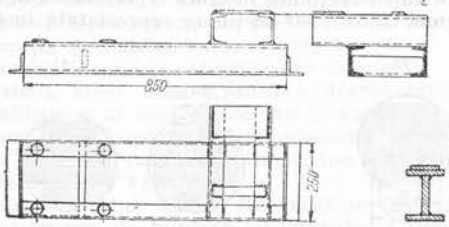


Fig. 110. Placă de fundaţie sudată.

Fig. 111. Diferite forme de secţiuni pentru plăci de fundaţie sudate.

de 300—700 kVA profile de 26 cm înălţime, iar pentru maşini mai mari, profile de 30 cm înălţime şi chiar mai mult.

Diferite forme de secţiuni ale plăcilor de fundaţie sunt reprezentate în fig. 111.

In ultimul timp, în unele cazuri de instalare de maşini electrice având carcase sudate, s'au înlocuit plăcile de fundaţie în formă de cutie, prin plăci de fundaţie pline. Acest lucru se datoreşte faptului că carcasele sudate au o rezistenţă şi o rigiditate mult mai mare decât cea a carcaselor turnate.

Plăcile de fundaţie se prelucrează, în general, numai pe partea unde se fixează maşina. Pentru motoarele asincrone trifazate până la 100 kW şi până la 500 V, dimensiunile de montaj sunt standardizate prin STAS 2755-51.

M. Construcţia transformatorilor

42. Generalităţi. Prin caracterul lor static, din punct de vedere constructiv transformatorii sunt complect diferiţi de maşinile electrice, astfel încât unii constructori îi consideră că fac parte din categoria aparatelor electrice.

Transformatorii statici se pot clasifica din mai multe puncte de vedere:

— după felul curentului: transformatori monofazaţi, trifazaţi, hexafazaţi, etc.;

— după felul izolaţiei: transformatori cu izolaţie uscată sau transformatori în baie de ulei;

— după felul răcirii: transformatori cu răcire naturală sau cu răcire forţată.

Transformatorii cei mai utilizaţi sunt transformatorii trifazaţi în baie de ulei, cu răcire naturală.

Transformatorii pot fi prevăzuţi cu prize de tensiune şi comutatori pentru modificarea raportului de transformare, sau pot fi echipaţi cu dispozitive pentru reglarea tensiunii sub sarcină.

Transformatorii pot fi în construcţie cu sâmburi, utilizată cel mai des, sau în construcţie în manta, folosită numai în cazuri speciale.

Studiul construcţiei transformatorilor se limitează aici numai la transformatorii uzuali în ulei cu răcire naturală şi cuprinde construcţia miezului magnetic, a schelei de susţinere, dispoziţia şi fixarea bobinajelor, construcţia cuvei de ulei şi a capacului.

43. Circuitul magnetic (pachetul de tole). Circuitul magnetic este format din sâmburi, pe care se montează bobinajele, şi din cele două juguri, care închid circuitul magnetic al sâmburilor.

Dimensiunea circuitului magnetic rezultă din calculul electromagnetic al transformatorului.

Secţiunea sâmburelui este fie pătrată (fig. 112, *a*), fie în cruce (fig. 112, *b*) fie, de cele mai multe ori, în forma reprezentată în fig. 112, *c*.

Secţiunea pătrată reprezentată în fig. 112, *a* are un coeficient de umplere relativ redus (0,60), dar o răcire foarte bună. Secţiunea în cruce reprezentată în fig. 112, *b* are un coeficient de umplere mai ridicat, iar secţiunea reprezintată în fig. 112, *c*

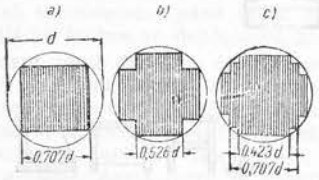


Fig. 112. Secţiune prin sâmburele unui transformator.

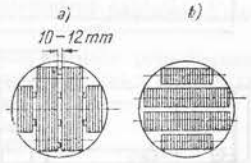


Fig. 113. Pachet de tole:
a — cu canale longitudinale;
b — cu canale transversale.

are coeficientul de umplere cel mai ridicat. Această secţiune este cea mai mult folosită în construcţia transformatorilor.

Circuitul magnetic al transformatorului este constituit dintr'un pachet de tole, care se execută cele mai adesea din tole silicioase de calitate superioară (calitatea E IV) de 0,35 mm grosime, conform STAS 673-49, având pierderi de 1,3 W/kg. Conţinutul mare de siliciu al acestor tole nu prezintă importanţă mare din punctul de vedere al prelucrării lor, deoarece ele nu au crestături, şi prelucrarea lor se reduce la câteva tăieturi executate la foarfecă.

Transformatorii în ulei, având puteri mai mari decât 1 000 kVA, şi cei uscaţi de peste 250 kVA au pachetul de tole prevăzut cu canale de răcire de 10 . . . 12 mm lăţime, la grosimi obişnuit de 60 . . . 150 mm ale pachetului de tole.

Canalele de răcire pot fi longitudinale, adică paralele cu planul tolelor, ca în fig. 113, *a*, sau transversale, adică normale pe planul tolelor, ca în fig. 113, *b*.

Construcţia cu canale longitudinale este mai simplă şi din această cauză unii constructori o folosesc până la puteri foarte mari, atingând chiar 40 000 kVA.

Construcţia cu canale transversale, deşi prezintă importante dificultăţi de realizare, are avantajul unei mai mari eficacităţi, ca efect de răcire, astfel încât unii constructori o folosesc chiar dela puteri mai mari decât 15 000 kVA.

Menţinerea lăţimii canalelor de ventilaţie se face câteodată cu ajutorul unor piese de distanţă (distanţori), în formă de U. Se pot deasemenea confecţiona distanţori de pertinax, dispuşi astfel încât să nu împiedice circulaţia verticală a uleiului. Deobicei, aceşti distanţori de pertinax se nituesc pe una dintre tole, care în acest caz se execută din tablă cu grosimea de 0,5—0,8 mm.

Tolele se izolează între ele cu foiţă de hârtie sau cu lac, pe câte o faţă a fiecărei tole. Lacul trebue să fie de o calitate specială, care să reziste la ulei fierbinte.

Pachetele de tole sunt prevăzute cu tole terminale mai groase (de 1 mm) şi uneori consolidate cu plăci de alamă de 5—8 mm grosime sau rondele de oţel (izolate faţă de tole prin hârtie sau preşpan) sau asamblate în sâmbure şi juguri şi strânse prin şuruburi ori prin nituri izolate. Şuruburile şi niturile se execută uneori cu cap înnecat.

Presiunea de strângere a pachetului de tole este de 5—8 kg/cm², valorile mai mari fiind luate în cazul pachetelor de înălţimi mai mari, pentru a ţine seamă şi de pericolul de flambaj.

Jugurile se execută cu secţiune dreptunghiulară sau pătrată, de aceeaşi lăţime cu coloanele (sâmburii). Pentru reducerea căderilor de tensiune magnetică, secţiunea jugurilor se face cu 15—30% mai mare decât a sânburilor.

Jugurile se execută cu acelaşi număr de canale de răcire şi aşezate în aceeaşi poziţie ca şi la sâmburi, pentru a permite o circulaţie cât mai activă a uleiului.

Imbinarea sâmburilor cu jugurile se face, adesea, prin aşezarea jugului pe sâmbure.

Avantajele acestui procedeu sunt următoarele:

— confecţionarea separată a pachetelor de tole;

— operaţia de îmbinare foarte simplă;

— schimbarea rapidă a bobinajelor avariate.

In schimb, acest sistem prezintă desavantajul unei reluctanţe mărite, şi al unei consolidări dificile.

Deobicei, la transformatori, îmbinarea sâmburilor cu jugurile se face prin tole ţesute, alternând dispoziţia tolelor, cum se arată în fig. 114.

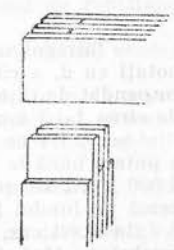


Fig. 114. Imbinarea între jug şi sâmbure cu tole ţesute.

Avantajul acestui sistem îl constitue reducerea reluctanţei suprafeţelor de îmbinare la o valoare practic neglijabilă. In schimb, există desavantajul unei construcţii mai costisitoare, datorită surplusului de manoperă şi schimbării mai dificile a bobinelor avariate. Jugurile sunt prevăzute cu piese de strângere confecţionate din oţel laminat de profil L sau U, sau platbande sudate, izolate faţă de pachetul de tole.

La transformatorii mici, aceste piese se pot executa din lemn. Piesele de strângere ale jugurilor servesc totodată şi la consolidarea bobinajelor.

La îmbinarea prin aşezare, jugurile şi sâmburii sunt strânse cu şuruburi, tiranţi şi grinzi special dispuse transversal pe jug.

44. Schela. Pachetul de tole, bobinele şi conductorii de conexiune sunt susţinuţi de o construcţie specială, numită schelă.

La transformatorii mici şi mijlocii, această construcţie se execută uneori cu foarte multe elemente de lemn bine uscat şi bine impregnat cu ulei. Se recomandă însă construcţia de fier.

Schela se compune aproape totdeauna din următoarele elemente (fig. 115):

— fiare de strângere a jugurilor, care în acest caz au un profil U, cu prelungiri spre bobinaje, notate cu *a*;

— sub acestea sunt fixate alte fiare profilate de secţiune mai mică, notate cu *b*, care servesc jos pentru sprijinirea transformatorului, iar sus pentru adaptarea tiranţilor *d*, de suspensie;

— între fiarele de strângere *a*, sunt prevăzuţi patru tiranţi, notaţi cu *c*, care servesc la strângerea bobinajului şi la repartizarea efortului;

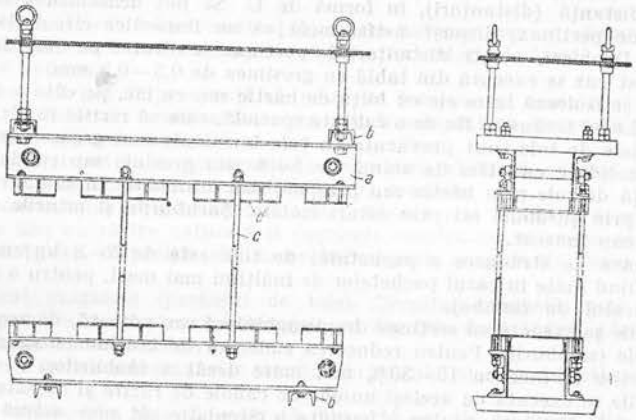


Fig. 115. Schela unui transformator.

— întregul sistem este suspendat de capac prin intermediul a patru tiranţi, notaţi cu *d*, a căror înălţime se reglează astfel încât transformatorul să rămână suspendat de capac, fără a atinge fundul băii. Distanţa până la fund trebue să fie de circa 1—3 mm.

Acest fel de construcţie este aproape general adaptat la transformatorii cu o putere până la 5 000 şi chiar 15 000 kVA. Peste 5 000 kVA şi uneori chiar dela 2 000 kVA, se aplică un alt sistem de construcţie, în care transformatorii se reazemă pe fundul băii.

In acest caz, survin unele dificultăţi la montarea ieşirilor prin capac, care se rezolvă fie făcând în capac găuri de vizitare, fie prevăzând lângă fiecare izolator o gaură, care să permită introducerea mâinii pentru executarea legăturii sub izolator sau, cel mai adeseori, izolatorii se montează ulterior, legătura făcându-se sus, la capa izolatorilor.

45. **Dispoziţia şi consolidarea bobinajelor.** Dispoziţia bobinajelor poate fi concentrică sau alternată.

Dispoziţia concentrică a bobinajelor prezintă avantajul că necesită mai puţină izolaţie decât dispoziţia alternată.

In cazul dispoziţiei concentrice, bobinajul de joasă tensiune se aşează, deobicei, în interior, deoarece necesită o izolaţie mai redusă faţă de masa de fier a pachetului de tole.

La transformatorii mari, pentru a se reduce scăpările de flux şi pentru a se ameliora răcirea, bobinajul de joasă tensiune se execută divizat.

In cazul dispoziţiei alternate, la capetele sâmburilor se montează câte o bobină de joasă tensiune, cu un număr de spire redus la jumătate. Intre fiecare două bobine se lasă un spaţiu de 10—20 mm pentru circulaţia uleiului. Dacă scăpările

de flux sunt prea mari, bobinele se împart în câte două jumătăţi, amenajându-se câte un canal de răcire între ele.

Consolidarea bobinajelor se asigură prin tacheţi de preşpan sau de pertinax, câteodată şi din lemn, introduşi între bobine.

La bobinajele concentrice, între bobinajul de înaltă tensiune şi cel de joasă tensiune şi adeseori între acesta din urmă şi pachetul de tole se montează cilindri de preşpan sau de pertinax. La bobinajele alternate, se prevăd între bobine inele de izolaţie.

Bobinajele sunt consolidate între ele şi faţă de cilindrii de izolaţie şi, împreună cu aceştia, faţă de pachetul de tole, prin pene izolante, aşezate astfel încât să nu împiedice circulaţia uleiului de răcire.

Afară de aceasta, bobinajele sunt strânse şi consolidate şi în direcţie axială, printr'o fixare solidă faţă de juguri. Această consolidare axială are scopul de a evita deteriorarea bobinelor în cazul şocurilor produse de scurtcircuit.

La transformatorii de putere redusă, se presează între juguri şi bobine piese de pertinax sau de lemn şi inele de preşpan.

La transformatorii mai mari se aşează pe bobinele dela capete inele de pertinax, care se împănează bine faţă de jug sau se presează prin şuruburi.

Dacă conductorii de legătură între bobinaje şi izolatorii de trecere sunt lungi, ei trebue consolidaţi la joasă tensiune prin proptele de pertinax sau de lemn, iar la înaltă tensiune prin izolatori de porţelan sau prin role de pertinax.

Uneori, la înaltă tensiune, conductorii de legătură sunt introduşi în tuburi de preşpan, fixate de izolatori de porţelan. In cazul secţiunilor mari, se utilizează legături flexibile.

Izolatorii de trecere la transformatori se execută din izolatori de pertinax sau de porţelan, care la tensiuni înalte sunt umpluţi cu ulei. Locurile de trecere prin capac se închid etanş, prevăzându-se în acest scop garnituri corespunzătoare.

46. **Cuva de ulei.** Mărimea şi dispoziţia cuvei de ulei depind de cantitatea de căldură care urmează să fie eliminată.

Pentru transformatori foarte mici, se utilizează cuve cu pereţi netezi, confecţionaţi din tablă sudată.

Pentru transformatori de puteri mai mari, cuva se realizează din tablă prevăzută cu ondulaţii sudate şi, mai rar, prin utilizarea tablei ondulate. Imbinarea ondulaţiilor şi legătura dintre tabla ondulată a pereţilor şi fundul cuvei, respectiv flanşa capacului, se face prin sudură.

Pentru a obţine o suprafaţă şi mai mare de răcire a cuvei transformatorului, se foloseşte construcţia cu ţevi de răcire sudate.

Sistemul de cuve cu ondule poate fi folosit astăzi până la puteri de 7 500 kVA.

Până la puteri de 500 kVA, cuva se execută obişnuit din tablă cu grosimea de 1 mm. Peste această putere, cuva cu ondulaţii se confecţionează din tablă de fier de 1,25 — 2 mm grosime, şi chiar mai mult după mărimea transformatorului.

Construcţia cuvelor cu ţevi se poate folosi până la puteri de 10 000 kVA şi chiar mai mari.

Transformatorii de puteri foarte mari, când sunt prevăzuţi cu răcire naturală, se construiesc cu radiatoare executate adesea din grupuri de ţevi.

Pentru a fi demontabil în vederea transportului, fiecare radiator este separat de baie prin două ventile de închidere.

Astfel de transformatori cu răcire naturală se execută în mod curent până la puteri de 75 000 kVA. Peste această putere, radiatoarele sunt prevăzute cu ventilatoare. Astfel, se pot construi transformatori până la 125 000 kVA şi chiar mai mult. Afară de acest sistem, se mai foloseşte răcirea forţată, cu circulaţia uleiului printr'o serpentină răcită cu apă, sau — mai rar — serpentina cu circulaţie forţată de apă este montată în cuva transformatorului.

Acest sistem se foloseşte în special în cazul când nu se dispune de spaţiu suficient pentru gabaritul transformatorilor cu răcire naturală.

In fig. 117 este reprezentat un transformator trifazat cu răcire naturală prin ondulaţiile cuvei.

Cuvele transformatorilor trebue prevăzute cu ventile de golire şi cu roţi de transport. La transformatori mai mari, roţile au profilul şi ecartamentul căilor ferate. Uneori transformatorii foarte mari se construesc pentru a circula pe calea ferată şi, în acest caz, roţile au dimensiunile roţilor de vagoane; axele lor sunt prevăzute cu cutii de unsoare şi arcuri de suspensie. Astfel de transformatori pot fi transportaţi pe calea ferată ca şi alte vagoane, dar viteza lor nu poate depăşi, în general, 10—20 km/h.

Roţile pentru deplasarea transformatorilor şi distanţele între roţi până la 945 mm sunt standardizate prin STAS 1443-50.

Cuvele transformatorilor trebue să fie prevăzute cu plăcuţe indicatoare cuprinzând principalele date caracteristice ale transformatorului. Plăcuţele indicatoare, pentru transformatori sunt standardizate prin STAS 3529-52.

Condiţiile tehnice şi condiţiile generale de construcţie ale transformatorilor sunt standardizate până la puterea de 1 800 kVA, prin STAS 1703-51 şi dela 1800 kVA până la 7 500 kVA şi până la 110 kV sunt standardizate prin STAS 4194-52.

Scara de tensiuni şi puteri pentru transformatorii trifazaţi până la 1800 kVA şi 35 kV este standardizată prin STAS 440-49 şi dela 1800 kVA până la 7500 kVA şi 110 kV este standardizată prin STAS 3470-52.

47. **Capacul.** Capacul transformatorilor în ulei are un rol foarte important, deoarece de obicei în special la transformatori până la 5000 kVA el susţine întregul transformator şi este echipat cu toate accesoriile indispensabile bunei funcţionări a transformatorului.

El se execută din tablă de oţel de 4—15 mm grosime, după mărimea transformatorului. Pentru puteri foarte mari, dela 20 000 kVA în sus, el se execută din tablă întărită cu fiare profilate.

Capacul se strânge de cuvă cu şuruburi, folosindu-se garnituri din clingherit, plută sau cauciuc special (perbunan) insolubil în ulei.

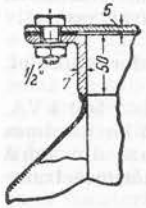


Fig. 116. Etanşarea între capac şi cuva transformatorului.

In fig. 116 este reprezentat sistemul de etanşare între capac şi cuvă. Etanşarea se poate face însă şi cu un simplu şnur rotund de perbunan.

La capac sunt montaţi izolatori de trecere pentru înaltă şi joasă tensiune, conservatorul de ulei, aparatul de protecţie — deobicei, de tip Buchholtz — ventilul de siguranţă, locaşul de termometru cu termometrele şi sticla de nivel.

Bornele transformatorilor pentru întrebuinţări industriale trebue să fie marcate conform STAS 3531-52.

Conservatorul de ulei este un vas de formă cilindrică cu ax orizontal, având o capacitate de circa 8% din volumul de ulei al băii şi care serveşte ca bazin de dilatare a uleiului.

El se execută din tablă de 1—2 mm.

In fig. 117 este reprezentat un transformator prevăzut cu conservator. Racordul dintre cuvă şi conservator se face cât mai direct, printr'o ţeavă de 2—3". Se recomandă ca această ţeavă să fie ridicată mai sus decât peretele inferior al conservatorului, pentru ca depunerile din ulei să nu se scurgă în cuva transformatorului.

Toţi transformatorii, cu excepţia celor de puteri foarte mici, sunt prevăzuţi cu termometre pentru indicarea permanentă a temperaturii uleiului în straturile superioare (fig. 118). In acest scop, în capac se montează o pungă de cupru foarte subţire, care pătrunde în ulei. In această pungă, conţinând, deasemenea, ulei, se montează rezervorul cu mercur al termometrului. La transformatori de puteri

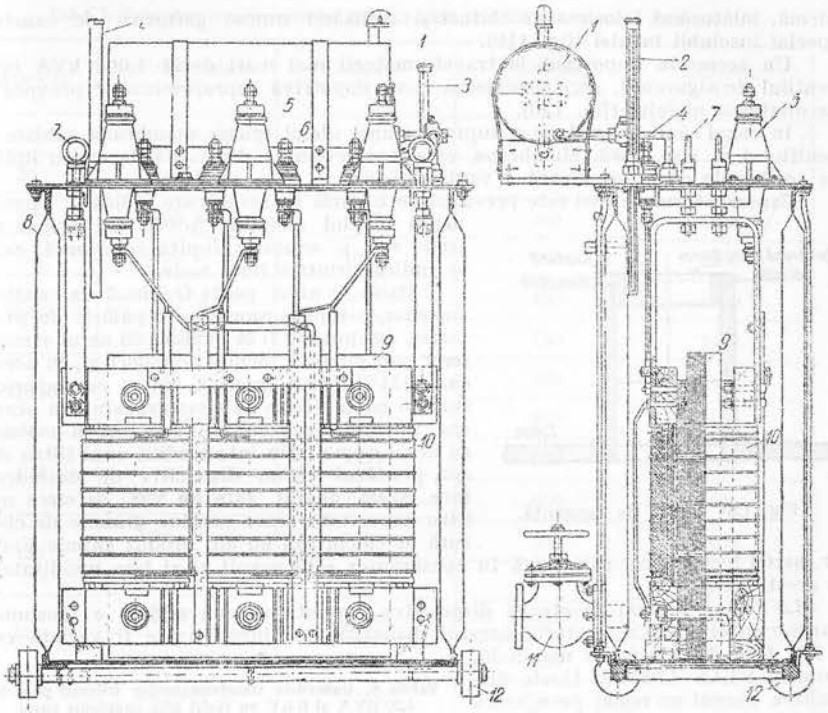


Fig. 117. Transformator trifazat (50 kVA) cu conservator:
1 — conservator de ulei; *2* — termometru; *3* — sticlă de nivel; *4* — ţeavă de racord a conservatorului; *5* — izolatori de înaltă tensiune; *6* — izolatori de joasă tensiune; *7* — ochiuri de ridicare; *8* — ondulaţiile cuvei; *9* — pachetul de tole; *10* — bobinajele transformatorului; *11* — ventil de golire; *12* — roţi pentru transport.

mari se instalează termometre vizibile dela distanţă, prevăzute cu cadran sau instalaţie de măsurat temperaturi la distanţă, cu aparate indicatoare la tabloul de măsură. Fixarea izolatorilor de trecere la transformatori constitue o problemă destul de grea, din cauza dificultăţilor de etanşare. Tehnica sovietică a soluţionat această pro-

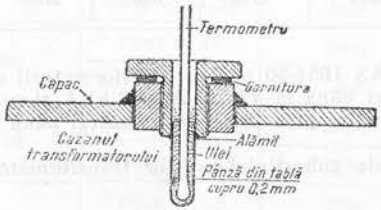


Fig. 118. Termometru pentru transformator.

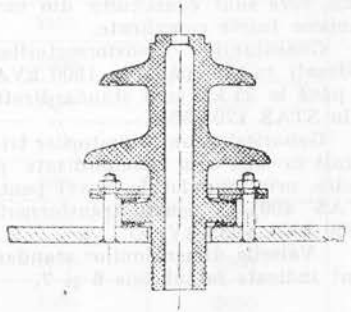


Fig. 119. Fixarea izolatorului de trecere la transformator.

blemă, înlăturând folosirea de chituri şi utilizând numai garnituri de cauciuc special insolubil în ulei (fig. 119).

Un accesoriu important la transformatorii mai mari decât 1 000 kVA este ventilul de siguranţă, care protejează cuva împotriva suprapresiunilor provocate de dilatarea uleiului (fig. 120).

In cazul când se produce o suprapresiune, uleiul sparge membrana subţire a ventilului şi iese afară. Membrana este confecţionată din tablă de cupru lipită cu cositor de capa superioară a ventilului.

Conservatorul de ulei este prevăzut cu o sticlă de nivel, care indică în permanenţă nivelul uleiului. Acesta nu trebue să scadă sub o anumită limită inferioară, care se indică printr'o linie roşie.

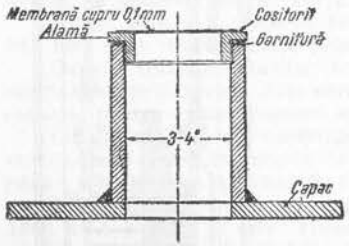


Fig. 120. Ventil de siguranţă.

Sticla de nivel poate fi liberă la capătul superior, astupată numai cu o pălărie de protecţie, dar putând fi în contact cu aerul atmosferic, sau poate fi închisă complect şi, în acest caz, atât capătul inferior, cât şi cel superior sunt în comunicaţie cu conservatorul. In acest caz, întreg transformatorul este pus în contact cu aerul numai prin intermediul unui filtru de aer, prevăzut cu un dispozitiv de deshidratare. Acest aparat este un vas de circa un litru capacitate, care conţine granule de clorură de calciu sau un alt produs chimic similar, astfel încât aerul care intră în conservator este nevoit să-şi lase umiditatea în acest filtru.

La capac se mai montează dispozitive (comutatori) de reglare a tensiunii transformatorului. Cu ajutorul acestui dispozitiv tensiunea poate fi variată cu $\pm$ 5% faţă de tensiunea nominală, conform STAS 1703-52. Unele dispozitive permit un reglaj pe o scară mai mare.

Manevrarea de reglaj a tensiunii se face când transformatorul este scos din circuit.

La transformatorii de puteri mari de obicei se folosesc dispozitive automate de reglaj sub sarcină, care sunt constituite din mecanisme foarte complicate.

Conexiunile transformatorilor trifazaţi în ulei până la 1800 kVA şi până la 35 kV sunt standardizate prin STAS 1704-50.

Tabela 6. Gabaritele transformatorilor trifazaţi până la 420 kVA şi 6 kV cu răciri prin ondulaţiile cuvei

Putere nominală kVA	Lungime L	Lăţime B	Inălţime H
10	950	400	1100
20	980	450	1280
30	1000	500	1400
50	1100	600	1580
100	1250	650	1800
100	1450	750	1850
200	1550	800	1900
300	1650	850	1950
400	1750	900	2000

Gabaritele transformatorilor trifazaţi în ulei sunt standardizate prin STAS 1654-50 pentru transformatorii cu răcire prin ondulaţiile cuvei pentru puteri până la 420 kVA şi 6 kVA şi prin STAS 4001-53 pentru transformatorii cu răcire prin ţevi pentru puteri până la 1800 kVA şi 35 kV.

Valorile dimensiunilor standardizate ale gabaritului acestor transformatori sunt indicate în tabelele 6 şi 7.

Tabel 7. Gabaritele transformatorilor trifazaţi până la 1800 kV cu răcire prin ţevi

Putere nominală kVA	Inaltă tensiune kV	Lungime L	Lăţime B	Inălţime H
10	Până la 10	800	600	950
20	Până la 10	900	650	1000
30	Până la 10	900	700	1100
50	Până la 10	1050	750	1200
25/50	Până la 10	1000	700	1200
	Peste 10 la 35	1050	750	1400
50/100	Până la 10	1350	850	1400
	Peste 10 la 35	1450	950	1600
100	Până la 10	1350	900	1550
	Peste 10 la 35	1500	950	1500
180	Până la 10	1550	950	1650
	Peste 10 la 35	1800	100	2200
240	Până la 10	1550	1000	1750
	Peste 10 la 35	1650	950	2900
320	Până la 10	1700	1000	2350
	Peste 10 la 35	2150	1150	2450
420	Până la 10	1700	1000	2100
	Peste 10 la 35	2250	1200	2500
560	Până la 10	2100	1150	2350
	Peste 10 la 35	2300	1300	2600
750	Până la 10	2200	1200	2450
	Peste 10 la 35	2400	1450	2650
1000	Până la 10	2400	1450	2600
	Peste 10 la 35	2600	1600	2800
1350	Până la 10	2550	1550	2800
	Peste 10 la 35	2750	1650	3000
1800	Până la 10	2700	1600	3000
	Peste 10 la 35	2909	1750	3200

XI. ÎNCĂLZIREA ŞI VENTILAŢIA MAŞINILOR ELECTRICE

A. Maşini rotative

a) Calculul încălzirii unei maşini la un regim de funcţionare practic infinit (de durată)

1. Generalităţi. In orice maşină electrică în funcţiune se produc, concomitent, două fenomene: a) datorită pierderilor de energie electrică prin efectele Lenz-Joule, Foucault şi prin hysteresis, cum şi datorită pierderilor prin frecări, în diferitele piese se desvoltă o cantitate de căldură care ridică temperatura părţilor componente ale maşinii; b) ca urmare a diferenţei de temperatură create între aceste piese şi mediul înconjurător, căldura este cedată în afara maşinii. Din momentul când cantitatea de căldură corespunzătoare pierderilor este egală cu cea evacuată, maşina îşi păstrează temperatura constantă, adică ajunge la un regim staţionar sau, cu alte cuvinte, maşina ajunge la temperatura de regim. Se demonstrează (§ 6) că la această situaţie nu se ajunge, teoretic, decât după un timp infinit de lung. Practic însă, se consideră că s'a atins temperatura de regim, numită temperatură practic stabilă, când variaţia de temperatură devine neglijabilă, şi anume când această variaţie este mai mică de 1°C pe oră, cu condiţia ca sarcina maşinii şi temperatura aerului de răcire să rămână neschimbate. Se numeşte încălzirea unei părţi oarecare a maşinii, diferenţa dintre temperatura ei şi temperatura aerului de răcire.

Starea practic rece a unei maşini este aceea în care temperatura tuturor organelor ei este egală cu temperatura aerului înconjurător cu abateri de maximum ± 3°C, pe când *starea caldă* este aceea în care temperatura unor organe depăşeşte pe cea a aerului înconjurător cu mai mult de 3°C.

Temperatura de lucru este temperatura efectivă a diferitelor organe ale maşinii, când ea a atins valoarea stabilă, corespunzătoare regimului nominal de lucru al maşinii. La indicarea temperaturii de lucru trebue să se precizeze şi temperatura aerului de răcire, deoarece temperatura de lucru, pentru aceeaşi încălzire, depinde de temperatura aerului de răcire.

Pentru calculul rezistenţelor ohmice, a căror valoare determină mărimea pierderilor prin efect Lenz-Joule, s'a stabilit în mod convenţional, ca temperatură de lucru, temperatura de 75°C, denumită *temperatura standard de lucru.*

Dintre fenomenele care se produc în maşină şi care pot limita puterea, cel mai important este fenomenul termic.

Dacă încălzirea este excesivă, fenomenul termic provoacă deteriorarea maşinii prin distrugerea izolaţiei. Dacă încălzirea este mare timp mai îndelungat, maşina oboseşte uzându-se prematur; se produce slăbirea izolanţilor şi în măsură mai mică, îmbătrânirea tolelor (ceeace are ca urmare sporirea pierderilor hysteresis). Incălzirea este cu atât mai mare, cu cât materialul activ este mai solicitat, adică cu cât inducţiile în circuitul magnetic şi densităţile de curent în circuitele electrice sunt mai mari.

Puterea nominală a unei maşini electrice depinde numai de încălzire şi se defineşte numai în raport cu acest fenomen.

Temperaturile limită care servesc la definirea puterii unei maşini electrice sunt temperaturile care pot fi suportate de diferite materiale izolante ţinând seama că maşina, deci şi izolaţia sa, trebue să aibă o durată de serviciu suficient de mare.

STAS 1893-50 grupează materialele izolante în cinci clase şi stabileşte limitele de încălzire admisibilă pentru diferitele părţi ale maşinilor.

Faţă de importanţa fenomenului termic, la proiectarea unui tip nou de maşină studiul încălzirii prezintă un interes deosebit.

In cele ce urmează, se vor arăta metodele practice, folosite în calculele de proiectare, pentru predeterminarea temperaturii de funcţionare a unei maşini. Principiile teoretice au fost numai schiţate, atât cât este necesar pentru înţelegerea formulelor, în schimb s'au dat toate curbele şi tabelele de coeficienţi empirici necesari unui calcul practic.

Studiul fenomenelor termice este uşurat prin introducerea noţiunii de rezistenţă calorică, a cărei formulă de definiţie este:

$$R = \frac{\vartheta}{Q}, \tag{1.1}$$

în care:

Q este cantitatea de căldură care trece în unitatea de timp prin acel corp, iar

ϑ — diferenţa de temperatură dintre cele două feţe ale corpului (fig. 1).

Pentru un corp cu secţiune constantă, dacă temperatura nu variază în sens transversal, rezistenţa calorică este dată de relaţia:

$$R = \frac{s}{\lambda A}, \tag{1.2}$$

în care: s este lungimea corpului (în sensul fluxului de căldură), în m;

A — secţiunea transversală, în m²;

λ — conductivitatea termică a corpului, în $\left[\frac{W}{m \cdot grd}\right]$.

In tabela 1 se dau valorile conductivităţii termice a izolanţilor uzuali.

Tabela 1. Conductivitatea termică a izolanţilor uzuali

Materialul	λ, în $\frac{W}{m \cdot grd}$	Materialul	λ, în $\frac{W}{m \cdot grd}$	Materialul	λ, în $\frac{W}{m \cdot grd}$
Bumbac	0,24	Micanită	0,130	Mătase	0,059
Hârtie de in	0,115	Micafoliu	0,120	Lemn	0,160
Hârtie uleiată	0,142	Asbest	0,200	Aer în strat subţire	0,025
Hârtie lăcuită	0,170	Bandă albă	0,245	Hidrogen în strat subţire	0,175
Preşpan	0,170	Pânză uleiată	0,146–0,21	Tole cu 8% hârtie în sens axial	1,5
Mică curată	0,360	Ţesătură cu lac galben	0,120	Tole cu lac în sens axial	1,2

Folosind noţiunea de rezistenţă calorică, circuitul caloric al unei maşini electrice devine sensibil analog unui circuit electric şi se rezolvă identic cu acesta. In acest scop, se calculează cantităţile de căldură care se degajă datorită pierderilor în cupru şi în fier, p_{Cu} şi p_{Fe}, apoi se stabilesc căile fluxurilor de căldură, din locul producerii căldurii până la mediul de răcire; cu aceste elemente se întocmeşte schema circuitului caloric, din care se deduce diferenţa de temperatură dintre diferitele puncte ale maşinii şi mediul de răcire, adică încălzirea maşinii.

2. Maşina asincronă.

a) Calculul exact. Părţile maşinii în care se desvoltă căldură sunt: bobinajele, tolele şi lagărele. Degajarea de căldură în mediul de răcire se face prin căile arătate în fig. 2. Intrefierul este destul de mic şi din cauza aceasta se poate

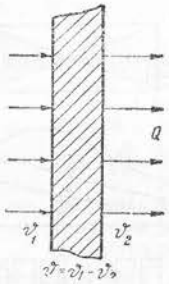


Fig. 1. Transmiterea căldurii printr'un perete plan, de lungime infinită.

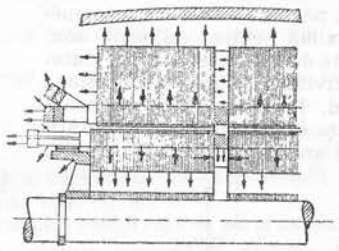


Fig. 2. Căile de evacuare a căldurii într'o maşină asincronă.

considera că practic nu circulă niciun curent de aer prin el, în direcţia axială. In consecinţă, se face aproximaţia (foarte aproape de realitate) că prin întrefier nu se evacuează din maşină nicio cantitate de căldură, mai ales că, la o maşină bine construită, temperatura de regim a rotorului este aproape aceeaşi cu a statorului.

Cu notaţiile de mai jos, schema termică echivalentă a unui pachet de tole, stator sau rotor, este reprezentată în fig. 3:

p_{Cu} — pierderi în cupru prin efect Lenz-Joule şi pierderi suplimentare în cupru;

p_{Fe} — pierderi în fier;

R_F — rezistenţa termică dintre cupru şi tole;

R_a — rezistenţa termică dintre cupru şi aerul de răcire;

R_e — rezistenţa termică dintre fier şi aer la ieşirea căldurii prin suprafeţele plane laterale ale pachetului de tole;

R_c — rezistenţa termică dintre fier şi aer la ieşirea căldurii prin suprafaţa cilindrică a pachetului de tole;

ϑ_{Cu} — diferenţa de temperatură dintre cupru şi aerul de răcire;

ϑ_{Fe} — diferenţa de temperatură dintre fier şi aerul de răcire.

Cunoscând valorile diferitelor rezistenţe calorice din schemă, se pot determina diferenţele de temperatură medii ϑ_{Cu} şi ϑ_{Fe} pentru fiecare pachet de tole în parte şi apoi se poate trasa curba de temperatură medie a maşinii ajunse la regim.

Curba temperaturilor în maşină depinde foarte mult de modul cum este ventilată maşina.

Pentru maşina ventilată unilateral, curbele de temperatură nu sunt simetrice, deoarece aerul se încălzeşte pe măsură ce parcurge maşina şi transmiterea căldurii de la părţile active ale maşinii la aer se înrăutăţeşte (fig. 4 *a*).

Pentru maşina ventilată bilateral, curbele de temperatură sunt simetrice (fig. 4 *b*).

Un efect favorabil asupra răcirii maşinii îl are gruparea tolelor în pachete de 8—10 cm, separate prin canale de ventilaţie. Cu cât sunt mai multe canale de ventilaţie, cu atât răcirea se face mai bine, iar încălzirea cuprului şi a fierului scade simţitor. Mărirea numărului de canale, având ca efect îmbunătăţirea răcirii, permite reducerea dimensiunilor maşinii, dar scumpeşte construcţia. Mai mult, sporirea numărului de canale de ventilaţie peste o anumită cifră nu mai are un efect favorabil simţitor asupra răcirii, deci există o grosime optimă a pachetului de tole, grosime care urmează a fi determinată dela caz la caz.

Fiecare pachet de tole are o temperatură maximă către mijlocul său. Maximul este destul de pronunţat, datorită conductivităţii calorice axiale slabe a pachetului. In sens radial, se poate însă considera, că datorită conductivităţii mari, fierul are temperatură constantă.

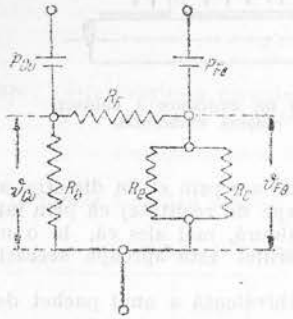


Fig. 3. Schema termică echivalentă a unei maşini asincrone.

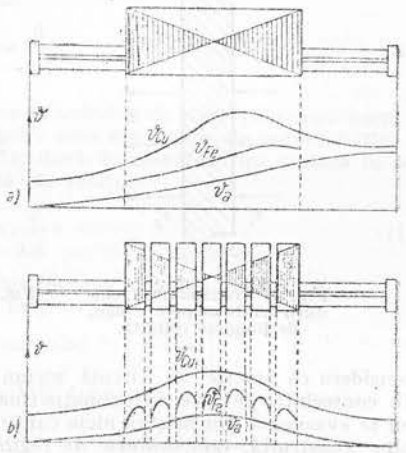


Fig. 4. Repartiţia încălzirii în bobinajul şi în fierul unui stator de maşină asincronă: ϑ_{Cu} — încălzirea bobinajului; ϑ_{Fe} — încălzirea fierului; ϑ_a — încălzirea aerului (faţă de temperatura iniţială a aerului).

Nici curba temperaturii pachetului de tole nu este simetrică în raport cu axa sa de simetrie, dat fiind că aerul de ventilaţie se încălzeşte pe măsură ce parcurge maşina.

Pe figuri se observă că şi curba temperaturii cuprului are deasemenea un maxim destul de pronunţat, ceeace ar putea fi surprinzător, dată fiind conductivitatea calorică mare a cuprului. Aceasta se datoreşte faptului că prin capetele bobinei se evacuează mult mai bine căldura, ele aflându-se libere în aer; prin restul cuprului, care se găseşte închis în masa de fier, căldura se evacuează mai greu.

Un astfel de calcul ar permite determinarea exactă a temperaturilor din maşină în orice punct al ei, fie stator, fie rotor. El nu se recomandă decât în cazuri cu totul rare, la maşini excepţional de lungi, unde temperatura maximă a maşinii ar putea fi mult mai mare decât temperatura medie. In adevăr, în acest caz, se determină încălzirile medii ϑ_{Cu} şi ϑ_{Fe} pentru fiecare pachet cu alţi coeficienţi de transmisie a căldurii, în dependenţă de viteza aerului care scaldă suprafaţa respectivă, de felul suprafeţii, etc.

Pentru a introduce în curba temperaturii maşinii şi temperaturile maxime ale fierului sau cuprului, pe baza cunoaşterii încălzirilor medii ale fierului şi cuprului, se procedează în modul următor. Se calculează debitul de căldură $\frac{1}{2} p_e$, evacuat prin rezistenţa R_e. Fluxul de căldură P_e este egal cu pierderile în fierul pachetului de tole, la care se adaugă căldura cedată fierului de către bobinaj şi se scade căldura cedată aerului prin suprafaţa cilindrică a pachetului. Datorită conductivităţii mari, în sens radial, se poate considera că în acest sens temperatura pachetului de tole este constantă. In sens transversal conductivitatea pachetului de tole este mult mai mică. Se arată că în acest sens temperatura fierului variază parabolic, încălzirea maximă — în centrul pachetului — fiind dată de relaţia:

$$\vartheta_{Fe\,max} = \frac{l p_e}{8 \lambda_{Fe} A} + \vartheta_p, \tag{2.1}$$

în care: λ_{Fe} este conductivitatea termică transversală a pachetului de tole, în $\frac{W}{m \cdot grd}$; în mod normal, pentru tole izolate cu lac, se poate lua $\lambda_{Fe} = 1{,}2 \frac{W}{m \cdot grd}$;

A — secţiunea transversală a pachetului de tole, în m^2;

l — lungimea pachetului de tole, în m;

ϑ_p — încălzirea peretelui canalului radial faţă de aerul de răcire.

Luând ca origine axa pachetului, ecuaţia curbei de variaţie a încălzirii fierului va fi:

$$\vartheta_{x\,Fe} = \frac{l p_e}{8 \lambda_{Fe} A} \left[1 - \left(\frac{2x}{l} \right)^2 \right] + \vartheta_p,$$

în care x este distanţa de la centrul pachetului la punctul considerat.

Incălzirea medie a fierului are expresia:

$$\vartheta_{Fe} = \frac{2}{l} \int_0^{\frac{l}{2}} \vartheta_{x\,Fe}\, dx = \frac{2}{3} \cdot \frac{l p_e}{8 \lambda_{Fe} A} + \vartheta_p = \frac{2}{3} \vartheta_{Fe\,max} + \frac{1}{3} \vartheta_p.$$

deci:

$$\vartheta_{Fe\,max} = \frac{1}{2} \left(3 \vartheta_{Fe} - \vartheta_p \right) \tag{2.2}$$

Pentru a afla apoi încălzirile faţă de mediul ambiant, la valorile aflate mai sus trebue să se adauge încălzirea medie a aerului de răcire, care răceşte acel pachet. In acest scop, se calculează debitul de aer care scaldă o anumită suprafaţă şi cantitatea de căldură evacuată prin acea suprafaţă. Incălzirea aerului se deduce din ecuaţia calorimetrică:

$$\vartheta_a = \frac{p}{cQ}, \tag{2.3}$$

în care: ϑ_a este încălzirea aerului, în °C;

Q — debitul de aer, în m^3/s;

c — căldura specifică a aerului, în $\frac{J}{m^3 \cdot grd}$;

p — puterea disipată prin suprafaţa respectivă, în W.

Făcând acest calcul pentru toate suprafeţele libere ale pachetelor, se obţin diferite încălziri ale aerului de ventilaţie. Se ţine seamă, de fiecare dată, şi de încălzirea aerului datorită pachetelor precedent scăldate de aerul de răcire.

Pentru cupru, se calculează întâi încălzirea medie, rezolvând — pentru fiecare pachet — schema termică echivalentă şi apoi se adaugă încălzirea medie a aerului de răcire în dreptul pachetului respectiv. Punctele obţinute se unesc apoi printr'o curbă continuă.

β) *Calculul practic.* Din cele de mai sus se observă că, deşi acest calcul este foarte anevoios, foloseşte totuşi şi o serie de aproximaţii. Ţinând seama că ceeace interesează mai mult în practică şi ceeace dealtfel se şi măsoară aproape totdeauna, la maşini de putere mică şi medie, este temperatura medie a fierului şi temperatura medie a cuprului, pe întreaga maşină, pentru determinarea acestor valori medii se poate face un calcul mult mai simplu, care se bazează pe introducerea în formule a unor cifre medii. Experienţa a demonstrat că acest calcul duce la rezultate foarte apropiate de realitate. Dacă toate rezistenţele de pe schema din fig. 3 se calculează cu coeficienţii medii şi dacă la încălzirile obţinute ϑ_{Cu} şi ϑ_{Fe} se adaugă încălzirea medie a aerului de răcire, se obţin temperaturile medii ale fierului sau ale cuprului în întregul stator sau rotor.

Schema calorică se rezolvă uşor, analog unei scheme electrice. Se echivalează curenţii termici p_{Cu}, p_{Fe} cu nişte curenţi electrici, apoi se determină circulaţia acestor curenţi în schema termică, după legile cunoscute. Încălzirea cuprului ϑ_{Cu} se deduce, în mod asemănător unei căderi de tensiune electrică, prin înmulţirea rezistenţei R_a cu curentul termic din această rezistenţă. Se obţin următoarele rezultate:

$$\vartheta_{Cu} = \left[p_{Cu} \frac{R_F + R}{R_a + R_F + R} + p_{Fe} \frac{R}{R_a + R_F + R} \right] R_a ; \tag{2.4}$$

$$\vartheta_{Fe} = \left[p_{Cu} \frac{R_a}{R_a + R_F + R} + p_{Fe} \frac{R_a + R_F}{R_a + R_F + R} \right] R, \tag{2.5}$$

în care R reprezintă rezistenţa echivalentă a lui R_e şi R_c, adică:

$$R = \frac{R_e R_c}{R_e + R_c} . \tag{2.6 a}$$

Dacă în aceste relaţii p_{Cu} reprezintă pierderile în cuprul statorului maşinii, iar p_{Fe}, pierderile în fierul statorului, ϑ_{Cu} şi ϑ_{Fe} sunt chiar încălzirile medii ale cuprului şi ale fierului statoric, faţă de aerul de răcire. Dacă datele de mai sus sunt privitoare la rotor, se obţine încălzirea rotorului. Bineînţeles că în ambele cazuri, diferitele rezistenţe termice au valori medii.

γ) *Calculul rezistenţelor termice.* Se va arăta mai departe modul de calcul al rezistenţelor termice medii care intră în relaţiile (2.4) şi (2.5).

Unele rezistenţe privesc propagarea căldurii din conductori în aerul de răcire, altele, propagarea căldurii din conductori în fier şi în sfârşit, altele privesc propagarea căldurii din fier în aerul de răcire.

Se vor determina pe rând aceste rezistenţe.

La ieşirea căldurii din conductorii de cupru direct în aerul de răcire rezistenţa termică este R_a. Porţiunile unde conductorii se găsesc în contact direct cu aerul sunt la traversarea canalelor radiale de ventilaţie şi la capetele bobinei. Transferul de căldură care s'ar face prin istmul crestăturii este cu totul neglijabil,

în primul rând, din cauza îngustimii istmului şi a prezenţei penei în crestătură, iar în al doilea rând, din cauza faptului că s'a presupus dela început că nu se face niciun schimb de căldură prin întrefier. Aceste două porţiuni, prin care se evacuează căldură, au rezistenţe calorice diferite, datorită izolaţiei lor deosebite. Fie R_a' şi R_a'' aceste rezistenţe. Ele se reprezintă ca rezistenţe montate în paralel, deci:

$$R_a = \frac{R_a' R_a''}{R_a' + R_a''} . \tag{2.6 b}$$

Fiecare dintre ele se compune din rezistenţa termică a izolanţilor, cum şi din rezistenţa opusă căldurii la trecerea din stratul superficial al izolantului în aerul de răcire, astfel încât vor avea forma următoare:

$$R_a' = \frac{s_1}{\lambda_1 b_v u_1 z_s m} + \frac{1}{\alpha_{a_1} b_v u_1 z_s m} \left[\frac{\text{grd}}{\text{W}} \right], \tag{2.7}$$

$$R_a'' = \frac{s_2}{\lambda_2 l_c u_2 z_s} + \frac{1}{\alpha_{a_2} l_c u_2 z_s} \left[\frac{\text{grd}}{\text{W}} \right], \tag{2.8}$$

în care: λ_1 este conductivitatea termică a izolantului în dreptul unui canal radial, în $\frac{\text{W}}{\text{m} \cdot \text{grd}}$;

s_1 — grosimea izolaţiei conductorului în dreptul canalelor radiale, în m;

b_v — lăţimea canalului radial, în m;

u_1 — perimetrul conductorului izolat, în dreptul canalelor radiale, în m;

z_s — numărul de crestături;

m — numărul de canale radiale;

α_{a_1} — coeficientul de transmisie dela izolant la aer, în dreptul canalelor radiale, în $\frac{\text{W}}{\text{m}^2, \text{grd}}$;

λ_2 — conductivitatea termică a izolantului la capetele bobinei, în $\frac{\text{W}}{\text{m} \cdot \text{grd}}$;

l_c — lungimea medie a capătului de bobină, în m;

u_2 — perimetrul conductorului izolat, la capetele bobinei, în m;

α_{a_2} — coeficientul de transmisie dela izolant la aer, la capetele bobinei, în $\frac{\text{W}}{\text{m}^2 \cdot \text{grd}}$;

s_2 — grosimea izolaţiei conductorului, la capetele bobinei, în m.

In cazul când izolaţia este formată din mai mulţi izolanţi cu conductivitate $\lambda_1, \lambda_2, \ldots, \lambda_n$ şi de grosime $s_1, s_2, \ldots, s_n$, conductivitatea echivalentă se determină din relaţia:

$$\lambda = \frac{s_1 + s_2 + \ldots + s_n}{\frac{s_1}{\lambda_1} + \frac{s_2}{\lambda_2} + \ldots + \frac{s_n}{\lambda_n}} . \tag{2.9}$$

Cel mai greu de apreciat sunt însă coeficienţii de transmisie α_a. Ei se pot calcula, destul de exact, cu relaţia:

$$\alpha_a = 13{,}3\,(1 + k\sqrt{v_a})\left[\frac{\mathrm{W}}{\mathrm{m^2 \cdot grd}}\right], \tag{2.10}$$

în care: v_a este viteza aerului de răcire în dreptul suprafeţei respective, în m/s;

k — un coeficient cu valoarea $k = 0{,}5$ în dreptul canalelor radiale şi $k = 1{,}0$ în dreptul capetelor de bobină bine ventilate; pentru capete de bobină, în mod normal se poate lua valoarea acoperitoare $k = 0{,}5$.

Celelalte mărimi care intră în compunerea relaţiei sunt mărimi geometrice ale maşinii, presupuse cunoscute.

Rezistenţa termică întâmpinată de căldura care trece din conductori în fierul maşinii, R_F, este dată de relaţia:

$$R_F = \frac{s_1}{\lambda_1\,(u_1 - u_p)\,l_p\,z_s\,(m+1)}\left[\frac{\mathrm{grd}}{\mathrm{W}}\right]. \tag{2.11}$$

Mărimile de mai sus au aceeaşi semnificaţie ca în relaţiile de mai sus, în plus:

u_p — partea din perimetrul bobinei acoperită de pana crestăturii, în m;

l_p — lungimea unui pachet de tole, în m;

s_1 — grosimea radială a izolaţiei crestăturii (incluziv aer), în m.

Căldura din fierul maşinii iese în aerul de răcire pe două căi:

— prin suprafeţele laterale ale pachetelor de tole, în canalele radiale de ventilaţie, întâmpinând rezistenţa termică R_e;

— prin suprafaţa cilindrică a tolelor, în spaţiul liber dintre tole şi carcasă, în cazul statorului, sau în canalele axiale ale tolelor, în cazul rotorului; fie R_c această rezistenţă termică.

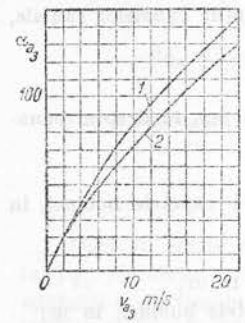


Fig. 5. Cedarea de căldură în canalele radiale: *1* — aerul circulă dela centru la periferie; *2* — aerul circulă dela periferie spre centru.

În relaţiile (2.4) şi (2.5) aceste două rezistenţe sunt combinate în rezistenţa echivalentă R:

$$R = \frac{R_e \cdot R_c}{R_e + R_c}. \tag{2.12}$$

Se arată mai departe modul de calcul al acestor două rezistenţe:

$$R_e = \frac{1}{\alpha_{a_3} \cdot A_l}\left[\frac{\mathrm{grd}}{\mathrm{W}}\right]; \tag{2.13}$$

în care: α_{a_3} este coeficientul de transmisie al căldurii dela tolă la aer, dat de:

$$\alpha_{a_3} = f\,(v_{a_3}) \text{ (după curbele din fig. 5)}; \tag{2.14}$$

v_{a_3} — viteza medie a aerului în canalul radial al statorului sau al rotorului, în m/s;

A_l — suprafaţa laterală de evacuare a căldurii, în m²;

$$A_l = \frac{\pi}{4}\left(D_e^2 - D_i^2\right) \cdot 2\,m + A_d\,; \tag{2.15}$$

în care: D_e este diametrul exterior;

D_i — diametrul interior;

A_d — suprafaţa radiantă a distanţierilor dintre pachetele de tole, în m²;

$$A_d = 2\,b_v\,l_d\,z_d\,m; \tag{2.16}$$

b_v — lăţimea canalului radial, în m;

l_d — lungimea distanţierului, în m;

z_d — numărul de distanţieri dintr'un canal.

Rezistenţa termică R_c are valoarea:

$$R_c = \frac{1}{\alpha_{a_4}\,A_c}. \tag{2.17}$$

Coeficientul de transmisie α_{a_4} se calculează cu relaţia:

$$\alpha_{a_4} = 0{,}85 \cdot 14{,}2\,(1 + \sqrt{v_{a_4}})\left[\frac{\mathrm{W}}{\mathrm{m^2 \cdot grd}}\right]; \tag{2.18}$$

v_{a_4} este viteza medie a aerului în canalul periferic (stator) sau în canalele axiale (rotor), în m/s;

A_c — suprafaţa cilindrică de evacuare a căldurii:

pentru stator:

$$A_c = \pi\,D_e\,l_p\,(m+1)\quad [\mathrm{m^2}]; \tag{2.19}$$

pentru rotor:

$$A_c = z_c\,u_c\,l_p\,(m+1)\quad [\mathrm{m^2}]; \tag{2.20}$$

z_c este numărul canalelor axiale;

u_c — perimetrul unui canal, în m.

Toate rezistenţele termice fiind calculate, încălzirea medie a cuprului şi a fierului faţă de aerul de răcire se obţine imediat, utilizând formulele (2.4) şi (2.5).

δ) *Calculul încălzirii medii* a aerului de răcire care parcurge rotorul, faţă de mediul exterior. Presupunând că în interiorul rotorului temperatura aerului variază liniar, încălzirea sa medie este dată de relaţia:

$$\vartheta_{a_2} = \frac{1}{2}\,(\theta_{2r} - \theta_{1r}) = \frac{p_{Cu_2}}{2c\,Q_2}\ [^\circ\mathrm{C}], \tag{2.21}$$

în care: θ_{2r} şi θ_{1r} reprezintă temperatura aerului la ieşirea din rotor şi la intrarea în rotor;

p_{Cu_2} — pierderile în cuprul rotorului, în W;

Q_2 — debitul de aer care spală rotorul, în m³/s;

c — căldura specifică a aerului, în $\frac{\mathrm{J}}{\mathrm{m^3 \cdot grd}}$.

Se poate lua:

$$c = 1\,200\,\frac{\mathrm{J}}{\mathrm{m^3 \cdot grd}}.$$

Pentru a calcula încălzirea medie a aerului care străbate statorul, se ţine seamă că o parte din acest aer vine direct din exterior, având o încălzire nulă, iar cealaltă parte de aer vine din rotor, cu încălzirea $2\vartheta_{a_2}$. Acest amestec va avea, la ieşirea din maşină, o încălzire ϑ_{ae}, dată de relaţie:

$$\vartheta_{ae} = \frac{p_{Cu_t} + p_{Fe_t}}{cQ_t}, \tag{2.22}$$

în care: p_{Cu_t} reprezintă pierderile totale în cuprul maşinii, în W;

p_{Fe_t} — pierderile totale în fierul maşinii, în W;

Q_t — debitul total de aer care parcurge maşina, în m³/s.

In consecinţă, încălzirea medie a aerului de răcire în stator va fi:

$$\vartheta_{a_1} = \vartheta_{a_2} \frac{Q_2}{Q_1 + Q_2} + \frac{1}{2}\vartheta_{ae}, \tag{2.23}$$

în care: Q_1 este debitul de aer care intră direct în stator, în m³/s;

Q_2 — debitul de aer care trece prin rotor, în m³/s.

In realitate nu toată căldura este evacuată de aerul de răcire. O parte din căldură se evacuează prin nervurile şi carcasa maşinii, astfel încât formula (2.23) dă valori acoperitoare.

Cunoscând temperatura aerului de răcire se deduc imediat temperaturile cuprului şi ale fierului maşinii:

$$\Theta_{Cu} = \vartheta_{Cu} + \vartheta_a + \Theta_m; \tag{2.24}$$

$$\Theta_{Fe} = \vartheta_{Fe} + \vartheta_a + \Theta_m; \tag{2.25}$$

în care Θ_m este temperatura mediului ambiant, ϑ_{Cu}, ϑ_{Fe} reprezintă încălzirile medii ale cuprului şi fierului în stator, iar ϑ_a reprezintă încălzirea medie a aerului în stator şi respectiv rotor.

Metoda şi formulele arătate mai sus se pot aplica atât pentru statorul, cât şi pentru rotorul unei maşini asincrone. Intrucât la o maşină normală bine construită statorul este cel care se încălzeşte mai mult, de multe ori, verificarea temperaturilor statorului este suficientă.

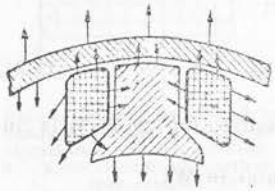


Fig. 6. Căile de evacuare a căldurii din polul unei maşini de curent continuu.

3. Maşina de curent continuu.

α) *Consideraţii generale.* Incălzirea rotorului se calculează ca la maşinile asincrone. Calculul statorului este diferit, datorită prezenţei polilor aparenţi. Căile de evacuare a căldurii sunt reprezentate în fig. 6.

La maşinile asincrone nu s'a ţinut seamă de căldura evacuată din pachetul de tole al statorului direct în carcasă, datorită suprafeţei mici de atingere dintre acestea şi deoarece totdeauna există între ele un strat subţire de aer, foarte bun izolant termic.

In cazul polilor aparenţi, suprafaţa de contact cu carcasa este mare, şi această cale de evacuare a căldurii nu se mai poate neglija.

β) *Calculul circuitului termic al statorului.* Fig. 7*a* reprezintă schema termică echivalentă a unui pol.

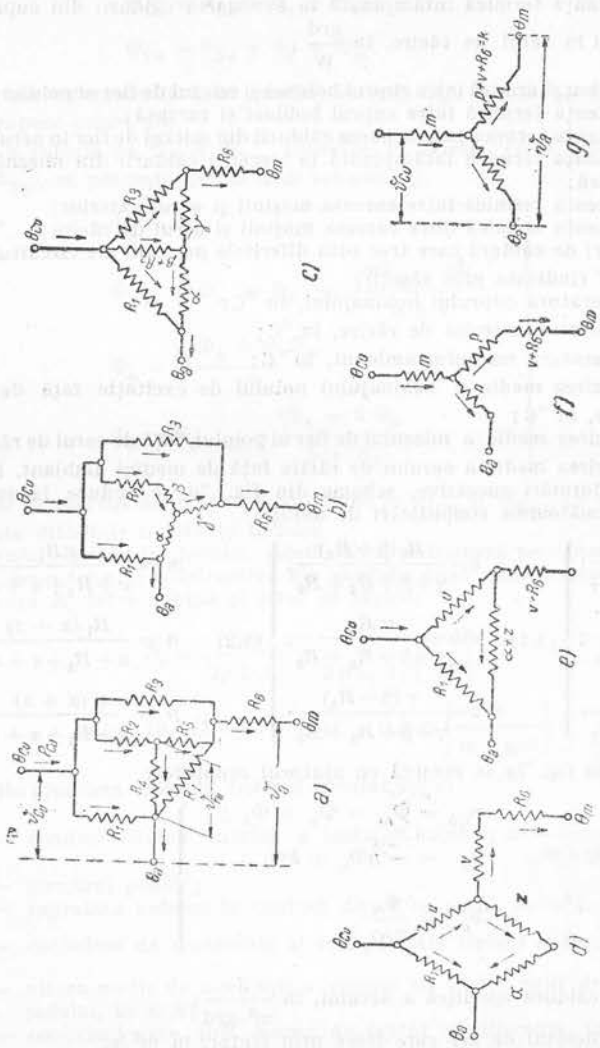


Fig. 7. Schemele termice echivalente ale unui pol de maşină de curent continuu.

Simbolurile au următoarea semnificaţie:

p_{Cu} — pierderile în cuprul bobinei de excitaţie;

R_1 — rezistenţa termică întâmpinată la evacuarea căldurii din cuprul bobinei direct în aerul de răcire, în $\frac{\text{grd}}{\text{W}}$;

R_2 — rezistenţa termică între cuprul bobinei şi miezul de fier al polului;

R_3 — rezistenţa termică între cuprul bobinei şi carcasă;

R_4 — rezistenţa termică la evacuarea căldurii din miezul de fier în aerul de răcire;

R_5 — rezistenţa termică întâmpinată la trecerea căldurii din miezul de fier în carcasă;

R_6 — rezistenţa termică între carcasa maşinii şi aerul exterior;

R_7 — rezistenţa termică între carcasa maşinii şi aerul de răcire;

Φ_i — fluxuri de căldură care trec prin diferitele porţiuni ale circuitului termic, în W (indicate prin săgeţi);

Θ_{Cu} — temperatura cuprului bobinajului, în °C;

Θ_a — temperatura aerului de răcire, în °C;

Θ_m — temperatura mediului ambiant, în °C;

ϑ_{Cu} — încălzirea medie a bobinajului polului de excitaţie faţă de aerul de răcire, în °C;

ϑ_{Fe} — încălzirea medie a miezului de fier al polului, faţă de aerul de răcire, în °C;

ϑ_a — încălzirea medie a aerului de răcire faţă de mediul ambiant, în °C.

Prin transformări succesive, schema din fig. 7*a* se reduce la schema din fig. 7*g*, cu următoarele simplificări de notaţie:

$$\left.\begin{aligned}\alpha&=\frac{R_4R_7}{R_4+R_5+R_7};\\ \beta&=\frac{R_4R_5}{R_4+R_5+R_7};\\ \gamma&=\frac{R_5R_7}{R_4+R_5+R_7}.\end{aligned}\right\}(3.1)\quad \left.\begin{aligned}u&=\frac{R_3(\beta+R_2)}{\gamma+\beta+R_2+R_3};\\ v&=\frac{\gamma R_3}{\gamma+\beta+R_2+R_3};\\ z&=\frac{\gamma(\beta+R_2)}{\gamma+\beta+R_2+R_3}.\end{aligned}\right\}(3.2)\quad \left.\begin{aligned}m&=\frac{uR_1}{u+R_1+\alpha+z};\\ n&=\frac{R_1(\alpha+z)}{u+R_1+\alpha+z};\\ p&=\frac{u(\alpha+z)}{u+R_1+\alpha+z}.\end{aligned}\right\}(3.3)$$

Schema din fig. 7*g* se rezolvă cu ajutorul ecuaţiilor:

$$\left.\begin{aligned}p_{Cu}&=\Phi_m=\Phi_n+\Phi_k;\\ \vartheta_a&=-n\Phi_n+k\Phi_k;\\ \vartheta_a&=\frac{\Phi_n}{2cQ_s}.\end{aligned}\right\}\quad(3.4)$$

în care: c este căldura specifică a aerului, în $\frac{\text{J}}{\text{m}^3\cdot\text{grd}}$;

Q_s — debitul de aer care trece prin stator, în m^3/s.

Încălzirile cuprului şi ale miezului de fier sunt determinate de relaţiile:

$$\left.\begin{aligned}\vartheta_{Cu}&=n\Phi_n+m\Phi_m=n\Phi_n+mp_{Cu};\\ \vartheta_{Fe}&=R_4\Phi_4=\alpha\Phi_\alpha+\beta\Phi_\beta,\end{aligned}\right\}\quad(3.5)$$

iar temperaturile respective din relaţiile:

$$\left.\begin{aligned}\Theta_{Cu}&=\vartheta_{Cu}+\vartheta_a+\Theta_m;\\ \Theta_{Fe}&=\vartheta_{Fe}+\vartheta_a+\Theta_m.\end{aligned}\right\}\quad(3.6)$$

Rezolvarea sistemului (3.4) dă imediat valorile Φ_n, Φ_k, şi ϑ_a, în funcţie de mărimi presupuse cunoscute.

Pentru a calcula pe Φ_α şi Φ_β, necesare în relaţia (3.5) pentru a putea determina ϑ_{Fe}, se porneşte înapoi dela schema 7*g*:

$$\left.\begin{aligned}\Phi_p&=\Phi_k;\\ \Phi_{\alpha+z}&=\Phi_\alpha=\Phi_z=\frac{n\Phi_n-p\Phi_p}{\alpha+z};\\ \Phi_u&=\frac{p\Phi_p+m\Phi_m}{u};\\ \Phi_\beta&=\Phi_{\beta+R_2}=\frac{z\Phi_z+u\Phi_u}{\beta+R_2}.\end{aligned}\right\}\quad(3.7)$$

Relaţiile de mai sus definesc în mod univoc pe Θ_{Cu} şi Θ_{Fe}, cu condiţia să se poată calcula diferitele rezistenţe termice.

γ) *Calculul rezistenţelor termice.* Acest calcul se bazează pe cunoaşterea caracteristicelor geometrice şi constructive ale maşinii, după cum urmează.

Rezistenţa R_1 între bobină şi aerul de răcire:

$$R_1=\frac{s}{2p\lambda A_1}+\frac{1}{2p\alpha_1A_1}\left[\frac{\text{grd}}{\text{W}}\right];\quad(3.8)$$

$$\alpha_1=13{,}3\left(1+0{,}8\sqrt{v_1}\right)(1-0{,}5\,a)\left[\frac{\text{W}}{\text{m}\cdot\text{grd}}\right],\quad(3.9)$$

în care: s este grosimea izolaţiei bobinei polului, în m;

λ — conductivitatea termică a izolaţiei bobinei, în $\frac{\text{W}}{\text{m}\cdot\text{grd}}$;

$2p$ — numărul polilor;

A_1 — suprafaţa bobinei în contact direct cu aerul, în m^2;

α_1 — coeficient de transmisie al căldurii dela izolant la aer, în $\frac{\text{W}}{\text{m}^2\cdot\text{grd}}$;

v_1 — viteza medie de circulaţie a aerului de răcire prin dreptul bobinei polului, în m/s;

a — coeficient care ţine seama de faptul că diferenţa de temperatură dintre suprafaţa bobinei şi temperatura aerului de răcire nu este constantă; coeficientul a este egal cu raportul dintre încălzirea medie a aerului şi încălzirea constantă a suprafeţei bobinei

$$a=\frac{\vartheta_{\text{medie a aerului}}}{\vartheta_{\text{suprafaţei bobinei}}}.$$

Coeficientul a, denumit coeficient de încălzire a aerului, depinde de parametrii corpului considerat şi debitul de aer de răcire. In cazul considerat:

$$a = \frac{\alpha_v A_1}{0{,}5\ \alpha_v A_1 + 1\,100\ Q},$$

în care Q este debitul de aer de răcire, iar α_v este dat de relaţia:

$$\alpha_v = 13{,}3\left(1 + 0{,}8\sqrt{v_1}\right).$$

In cazul când izolaţia bobinei este făcută din mai multe straturi de izolanţi diferiţi, λ se calculează prin relaţia (2.9).

Rezistenţa R_2 între bobină şi miezul de fier al polului:

$$R_2 = \frac{s}{2p\lambda\, A_2}\left[\frac{\text{grd}}{\text{W}}\right]. \tag{3.10}$$

în care A_2 este suprafaţa unei bobine în contact direct cu miezul polar, în m².

Rezistenţa R_3 între bobină şi carcasă:

$$R_3 = \frac{s}{2p\lambda\, A_3}\left[\frac{\text{grd}}{\text{W}}\right]. \tag{3.11}$$

în care A_3 este suprafaţa unei bobine în contact direct cu carcasa, în m².

Rezistenţa R_4 între miezul de fier şi aerul de răcire:

$$R_4 = \frac{1}{2p\,\alpha_4\, A_4}\left[\frac{\text{grd}}{\text{W}}\right], \tag{3.12}$$

$$\alpha_4 = 8{,}5 \cdot 1{,}42\left(1 + \sqrt{v_4}\right)\left[\frac{\text{W}}{\text{m}^2 \cdot \text{grd}}\right], \tag{3.13}$$

în care: A_4 este suprafaţa miezului polar în contact cu aerul, în m²;

α_4 — coeficient de transmisie dela miez la aer, în $\frac{\text{W}}{\text{m}^2 \cdot \text{grd}}$;

v_4 — viteza aerului care scaldă această suprafaţă, în m/s.

Rezistenţa R_5 între miezul polului şi carcasă:

$$R_5 = \frac{s_a}{2p\,\lambda_a\, A_5}. \tag{3.14}$$

Rezistenţa termică R_5 se datoreşte prezenţei unui strat de aer foarte subţire între miezul polar şi carcasă:

λ_a este conductivitatea termică a aerului în strat subţire, în $\frac{\text{W}}{\text{m} \cdot \text{grd}}$;

s_a — grosimea stratului de aer, în m;

A_5 — suprafaţa miezului polar în contact cu carcasa, în m².

Mărimea lui s_a depinde de gradul de prelucrare a suprafeţelor în contact, cum şi de forţa de strângere a buloanelor care asamblează polii de carcasă. La o maşină bine construită se pot lua următoarele valori:

$$s_a = 10^{-5} \ldots 5 \cdot 10^{-5}\ [\text{m}];$$

$$\lambda_a = 0{,}025\left[\frac{\text{W}}{\text{m} \cdot \text{grd}}\right].$$

Rezistenţa R_6 între carcasa maşinii şi aerul exterior:

$$R_6 = \frac{1}{\alpha_6\, A_6}\left[\frac{\text{grd}}{\text{W}}\right]; \tag{3.15}$$

$$\alpha_6 = 8{,}5 \cdot 1{,}42\left(1 + \sqrt{v_6}\right)\left[\frac{\text{W}}{\text{m}^2 \cdot \text{grd}}\right], \tag{3.16}$$

în care: A_6 este suprafaţa carcasei în contact cu mediul exterior, în m²;

α_6 — coeficient de transmisie dela carcasă la mediu ambiant, în $\frac{\text{W}}{\text{m}^2 \cdot \text{grd}}$;

v_6 — viteza aerului care scaldă maşina la exterior, în m/s.

In cazul când maşina nu este ventilată la exterior, se ia:

$$\alpha_6 = 12{,}1\left[\frac{\text{W}}{\text{m}^2 \cdot \text{grd}}\right].$$

Ultima rezistenţă de calculat R_7, între carcasa maşinii şi aerul de răcire, este:

$$R_7 = \frac{1}{\alpha_7\, A_7}\left[\frac{\text{grd}}{\text{W}}\right]; \tag{3.17}$$

$$\alpha_7 = 8{,}5 \cdot 1{,}42\left(1 + \sqrt{v_7}\right)\left[\frac{\text{W}}{\text{m}^2 \cdot \text{grd}}\right], \tag{3.18}$$

în care: A_7 este suprafaţa carcasei în contact cu aerul de răcire, în m²;

α_7 — coeficient de transmisie dela caracasă la aerul de ventilaţie;

v_7 — viteza medie cu care aerul de răcire scaldă partea interioară a carcasei, în m/s.

La maşinile mai mari de curent continuu, unde în plus există şi un bobinaj de compensaţie, iar bobinele polului sunt secţionate în etaje, despărţite între ele prin canale de ventilaţie, calculul se complică în detalii, principial însă, rămâne acelaşi.

4. **Alte maşini.** Celelalte maşini se calculează la încălzire după unul dintre cazurile studiate mai sus. Astfel, maşinile de curent alternativ cu colector, monofazate şi trifazate, comutatricile şi maşinile sincrone cu poli înnecaţi (turboalternatorii) au scheme termice analoage cu cea a maşinii asincrone. Maşinile sincrone cu poli aparenţi se calculează în mod similar cu maşinile de curent continuu.

b) Calculul încălzirii unei maşini la un regim de funcţionare intermitent

5. **Diferitele regimuri de bază în funcţionarea maşinilor.** In funcţie de caracterul şi de durata funcţionării maşinii, sunt stabilite trei regimuri fundamentale (STAS 1893-50), şi anume:

α) regim de durată;

β) regim de scurtă durată;

γ) regim de scurtă durată, intermitent.

O maşină electrică are un regim de funcţionare de durată, când poate funcţiona la sarcina nominală un timp practic infinit, fără ca diferitele ei piese să capete o temperatură mai înaltă decât cea prescrisă pentru izolaţia sa.

Când perioada de funcţionare a maşinii este scurtă, astfel încât maşina nu are timpul necesar să atingă temperatura practic stabilă, iar după perioada de funcţionare urmează o perioadă de pauză suficient de lungă, în care maşina ajunge în stare practic rece, maşina funcţionează într'un regim denumit de scurtă durată; în acest caz, maximul temperaturii atinse la sfârşitul perioadei de func-

ţionare nu trebue să depăşească temperatura admisibilă. STAS 1893-50 stabileşte următoarele durate pentru funcţionarea de scurtă durată: 15; 30 şi 60 minute.

Când perioadele de funcţionare a maşinii alternează cu pauze scurte, regimul este de scurtă durată, intermitent. Regimul intermitent se notează prin iniţialele *DA* şi printr'un număr care reprezintă, în procente, raportul dintre timpul de lucru efectiv al maşinii şi durata totală a ciclului (timp de lucru + pauză). STAS 1893-50 stabileşte următoarele durate: $DA = 15\%$; 25% şi 40%.

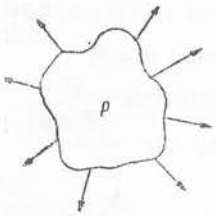


Fig. 8. Transmiterea de căldură a unui corp omogen şi perfect conductibil.

6. Curbele de încălzire şi de răcire ale unei maşini.

α) *Ecuaţiile generale de încălzire şi răcire ale corpurilor omogene.* Se consideră un corp oarecare (fig. 8) în interiorul căruia se produce în unitatea de timp o cantitate de căldură p şi care poate transmite o parte din această căldură mediului ambiant, restul servind la ridicarea propriei sale temperaturi. Vom asimila maşina electrică cu un asemenea corp. Intr'o primă aproximaţie vom admite că maşina electrică este un corp omogen cu conductivitate termică perfectă, deci toate punctele maşinii au aceeaşi temperatură, iar coeficientul de transmisie al căldurii are aceeaşi valoare pentru toate punctele prin care se evacuează căldura.

In cele ce urmează se folosesc următoarele notaţii:

p — cantitatea de căldură produsă în maşină, în unitatea de timp, în W;
ϑ — încălzirea maşinei faţă de mediul ambiant, în °C, la momentul t;
ϑ_0 — încălzirea maşinei la momentul iniţial, în °C;
ϑ_∞ — încălzirea maşinei după un timp infinit, în °C;
Θ_m — temperatura mediului ambiant, în °C;
Θ — temperatura maşinei, în °C la momentul t;
A — suprafaţa maşinei în contact cu mediul, în m²;
α — coeficientul de transmisie al căldurii, în $\frac{\mathrm{W}}{\mathrm{m}^2 \cdot \mathrm{grd}}$;
G — masa maşinei, în kg;
c — căldura specifică a maşinei, în $\frac{\mathrm{J}}{\mathrm{kg} \cdot \mathrm{grd}}$.

In aceste condiţii, aplicând principiul conservării energiei, ecuaţiei încălzirii maşinii se scrie sub forma:

$$p\,\mathrm{d}t = A\,\alpha\vartheta\,\mathrm{d}t + Gc\,\mathrm{d}\vartheta. \tag{6.1}$$

Această ecuaţie diferenţială, rezolvată, are soluţia:

$$\vartheta = k\,e^{-\frac{A\alpha}{Gc}t} + \frac{p}{A\alpha}, \tag{6.2}$$

în care k este o constantă de integrare.

Se defineşte cantitatea $T = \frac{Gc}{A\alpha}$ ca o constantă de timp la încălzire a maşinii:

$$\vartheta = k\,e^{-\frac{t}{T}} + \frac{p}{A\alpha}. \tag{6.3}$$

Pentru $t = \infty$ încălzirea maşinii este $\vartheta = \vartheta_\infty$, deci:

$$\vartheta_\infty = \frac{p}{A\alpha}, \tag{6.4}$$

astfel încât ecuaţia (6.2) devine:

$$\vartheta = k\,e^{-\frac{t}{T}} + \vartheta_\infty. \tag{6.5}$$

Pentru a determina constanta k, se pune condiţia:

$$t = 0;\ \vartheta = \vartheta_0;$$

şi se deduce:

$$\vartheta_0 = k + \vartheta_\infty;\ k = \vartheta_0 - \vartheta_\infty. \tag{6.6}$$

Ecuaţia încălzirii maşinii se reduce la:

$$\vartheta = -(\vartheta_\infty - \vartheta_0)\,e^{-\frac{t}{T}} + \vartheta_\infty. \tag{6.7}$$

Curba de încălzire este indicată în fig. 9.

Temperatura maşinii este dată de relaţia:

$$\Theta = -(\vartheta_\infty - \vartheta_0)\,e^{-\frac{t}{T}} + \vartheta_\infty + \Theta_m. \tag{6.8}$$

In cazul răcirii maşinii, temperatura iniţială fiind ϑ_0, ecuaţia diferenţială (6.1) devine:

$$A\alpha\,\vartheta\,\mathrm{d}t + Gc\,\mathrm{d}\vartheta = 0, \tag{6.9}$$

de unde:

$$\vartheta = k e^{-\frac{t}{T}}. \tag{6.10}$$

Pentru $t = 0$, $\vartheta = \vartheta_0$, deci $\vartheta_0 = k$, astfel încât

$$\vartheta = \vartheta_0\,e^{-\frac{t}{T}}. \tag{6.11}$$

In cazul unor încălziri şi răciri succesive, curba încălzirii are aspectul din fig. 10. In adevăr, cu formulele (6.7) şi (6.11) se pot stabili următoarele

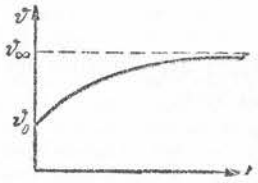


Fig. 9. Curba de încălzire a unei maşini cu regim de lucru de durată.

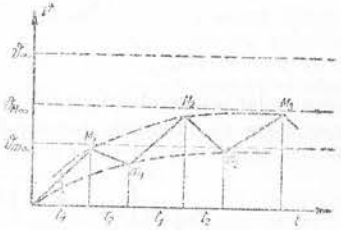


Fig. 10. Curba de încălzire a unei maşini cu regim de lucru intermitent.

relaţii de recurenţă, în care ϑ_∞ este încălzirea pe care ar căpăta-o maşina dacă nu ar interveni răcirile succesive:

$$\left.\begin{aligned} \vartheta_{M_p} &= \vartheta_\infty - [\vartheta_\infty - \vartheta_{m_{p-1}}]\,e^{-\frac{t_1}{T}}, \\ \vartheta_{m_{p-1}} &= \vartheta_{M_{p-1}}\,e^{-\frac{t_0}{T}}. \end{aligned}\right\} \tag{6.12}$$

Eliminând pe ϑ_m:

$$\vartheta_{M_p} = \vartheta_{M_{p-1}} e^{-\frac{t_1+t_2}{T}} + \left(1 - e^{-\frac{t_1}{T}}\right) \vartheta_\infty . \tag{6.13}$$

Scriind ecuaţia (6.13) pentru $p = 1, 2, 3, \ldots, i, \ldots, p$, înmulţind apoi fiecare din aceste ecuaţii cu $e^{-(p-i)\frac{t_1+t_2}{T}}$ şi însumând, se obţine:

$$\vartheta_{M_p} = \left(1 - e^{-\frac{t_1}{T}}\right)\left(1 + e^{-\frac{t_1+t_2}{T}} + e^{-2\frac{t_1+t_2}{T}} + \ldots + e^{-(p-1)\frac{t_1+t_2}{T}}\right) \vartheta_\infty ,$$

unde calculând suma progresiei geometrice:

$$\vartheta_{M_p} = \left(1 - e^{-\frac{t_1}{T}}\right) \frac{1 - e^{-p\frac{t_1+t_2}{T}}}{1 - e^{-\frac{t_1+t_2}{T}}} \vartheta_\infty . \tag{6.14}$$

Această relaţie, unde variabila p este legată de variabila timp t prin relaţia $t = t_1 + (p - 1)(t_1 + t_2)$, reprezintă curba, loc geometric, a maximelor temperaturii maşinii, a cărei ecuaţie este:

$$\vartheta_M = \left(1 - e^{-\frac{t_1}{T}}\right) \frac{1 - e^{-\frac{t+t_2}{T}}}{1 - e^{-\frac{t_1+t_2}{T}}} \vartheta_\infty . \tag{6.15a}$$

Pentru $t = \infty$ maximele temperaturii maşinii devin staţionare:

$$\vartheta_{M_\infty} = \frac{1 - e^{-\frac{t_1}{T}}}{1 - e^{-\frac{t_1+t_2}{T}}} \vartheta_\infty . \tag{6.15b}$$

Curba maximelor temperaturii are ca asimptotă dreapta ϑ_{M_∞}. Ultima din relaţiile (6.12) dovedeşte că minimele temperaturii maşinii sunt:

$$\vartheta_{m_p} = \left(1 - e^{-\frac{t_1}{T}}\right) \frac{1 - e^{-p\frac{t_1+t_2}{T}}}{1 - e^{-\frac{t_1+t_2}{T}}} e^{-\frac{t_2}{T}} \vartheta_\infty . \tag{6.16}$$

Aceste minime, unde $p = \dfrac{t}{t_1 + t_2}$, se găsesc pe curba:

$$\vartheta_m = \left(1 - e^{-\frac{t_1}{T}}\right) \frac{1 - e^{-\frac{t}{T}}}{1 - e^{-\frac{t_1+t_2}{T}}} e^{-\frac{t_2}{T}} \vartheta_\infty . \tag{6.17 a}$$

Pentru $t = \infty$, temperatura minimă a maşinii este:

$$\vartheta_{m_\infty} = \left(1 - e^{-\frac{t_1}{T}}\right) \frac{e^{-\frac{t_2}{T}}}{1 - e^{-\frac{t_1+t_2}{T}}} \vartheta_\infty . \tag{6.17 b}$$

β) *Ecuaţiile de încălzire şi de răcire aplicate maşinilor electrice.* Aceste considerente se pot aplica în mod perfect maşinilor *cu răcire naturală*, care funcţionează în regim de scurtă durată, intermitent. Perioadele t_1 şi t_2 sunt date de felul de lucru al maşinii, iar ϑ_∞ se calculează, cum s'a arătat, la punctul 2β sau la punctul 3. Pentru a calcula constanta de timp la încălzire, se pleacă dela relaţia:

$$T = \frac{Gc}{A\alpha} .$$

De exemplu, pentru cuprul statorului:

Gc este cantitatea de căldură absorbită de cupru, când îşi ridică temperatura cu 1°C;

$A\alpha$ — cantitatea de căldură transmisă de cupru mediului vecin, în unitatea de timp, când el are o încălzire faţă de acest mediu de 1°C:

Produsul Gc este o cantitate medie, care se poate calcula cu relaţia:

$$Gc = \sum G_i c_i , \tag{6.18}$$

în care: G_i sunt greutăţile părţilor componente ale bobinajului (cupru şi izolanţi), în kg;

c_i — căldurile specifice ale acestor părţi componente, în $\dfrac{\text{J}}{\text{kg}\cdot\text{grd}}$.

Deasemenea, produsul $A\alpha$ este o cantitate medie. El se obţine pornind dela relaţia (6.4):

$$A\alpha = \frac{p}{\vartheta_\infty} ,$$

în care p reprezintă pierderile în cuprul statorului.

In mod analog se procedează în cazul calculării temperaturii fierului. In acest caz pierderile p sunt egale cu pierderile în fier plus pierderile primite dela bobinajul statorului, care se determină din rezolvarea schemei termice în modul arătat în §2. Aproximaţia făcută, când s'a presupus corpul perfect conductibil, este încă valabilă în cazul maşinilor, dată fiind conductivitatea termică ridicată a tolelor în sens radial. Dacă se admite că există un contact intim între pachetul de tole, stator şi carcasă, iar pe de altă parte, că, în majoritate, căldura maşinii este evacuată prin ondulele carcasei, aproximaţia este suficientă.

In cazul unei maşini cu *răcire forţată*, curba temperaturilor îşi păstrează aceeaşi formă. Se va ţine seamă însă, că în pauze, coeficientul mediu de transmisie al căldurii devine mult mai mic decât în perioadele de lucru, din cauză că ventilatorul nu funcţionează. In consecinţă, constanta de timp T_1 în perioadele de funcţionare diferă de constanta de timp T_2 din perioadele de pauză. In acest caz relaţiile (6.12) devin:

$$\left.\begin{aligned} \vartheta_{M_p} &= \vartheta_{1\infty} - \left[\vartheta_{1\infty} - \vartheta_{m_{p-1}}\right] e^{-\frac{t_1}{T_1}} ; \\ \vartheta_{m_{p-1}} &= \vartheta_{M_{p-1}} e^{-\frac{t_2}{T_2}} ; \end{aligned}\right\} \tag{6.19}$$

în care $\vartheta_{1\infty}$ este încălzirea de regim corespunzătoare constantei de timp T_1. În consecinţă:

$$\vartheta_{M_p} = \vartheta_{M_{p-1}} e^{-\left(\frac{t_1}{T_1} + \frac{t_2}{T_2}\right)} + \left(1 - e^{-\frac{t_1}{T_1}}\right) \vartheta_{1\infty}.$$

Procedând în rest ca şi în cazul constantei de timp neschimbate, se găseşte:

$$\vartheta_{M_p} = \left(1 - e^{-\frac{t_1}{T_1}}\right) \frac{1 - e^{-p\left(\frac{t_1}{T_1} + \frac{t_2}{T_2}\right)}}{1 - e^{-\left(\frac{t_1}{T_1} + \frac{t_2}{T_2}\right)}} \vartheta_{1\infty}. \tag{6.20}$$

Pentru $p = \infty$, temperatura maximă limită este:

$$\vartheta_{M_\infty} = \frac{1 - e^{-\frac{t_1}{T_1}}}{1 - e^{-\left(\frac{t_1}{T_1} + \frac{t_2}{T_2}\right)}} \vartheta_{1\infty}. \tag{6.21}$$

In mod analog se deduce, pentru minime, limita:

$$\vartheta_{m_\infty} = \frac{1 - e^{-\frac{t_1}{T_1}}}{1 - e^{-\left(\frac{t_1}{T_1} + \frac{t_2}{T_2}\right)}} e^{-\frac{t_2}{T_2}} \vartheta_{1\infty}. \tag{6.22}$$

In cazul unei maşini deschise sau protejate, având ventilator interior, constantele de timp la încălzire se calculează cu relaţiile:

$$T_1 = \frac{Gc}{A\alpha_1}; \tag{6.23}$$

$$T_2 = \frac{Gc}{A\alpha_2}. \tag{6.24}$$

In cazul când trebue să se determine temperatura cuprului din stator:

$$A\alpha_1 = \frac{p}{\vartheta_{1\infty}}, \tag{6.25}$$

$$A\alpha_2 = \frac{p}{\vartheta_{2\infty}}. \tag{6.26}$$

Aici: G este greutatea cuprului statorului, în kg;

c — căldura specifică a cuprului, în $\frac{\text{J}}{\text{kg} \cdot \text{grd}}$;

p — pierderile în cuprul statorului, în W;

$\vartheta_{1\infty}$ — încălzirea la care ar ajunge cuprul după un timp infinit de mers continuu, cu ventilatorul în funcţiune, în °C;

$\vartheta_{2\infty}$ — încălzirea la care ar ajunge cuprul după un timp infinit de mers continuu, fără ventilator, în °C.

Incălzirile $\vartheta_{1\infty}$ şi $\vartheta_{2\infty}$ se calculează după metodele indicate la punctele 2 şi 3.

Practic, o curbă de încălzire a unei maşini cu regim de scurtă durată, intermitent, se construeşte în felul următor (se exemplifică cazul general al unei maşini cu ventilator, fig. 11)

— se trasează curbele de încălzire şi de răcire ale maşinii în regim de durată;

— se calculează, şi apoi se trasează curbele, loc geometric, ale maximelor şi minimelor;

— se ridică ordonate la intervalele t_1 şi t_2, determinându-se astfel pe curbele ϑ_M şi ϑ_m punctele $a, b, c, d, \ldots$ etc;

— punctele $a, b, c, d, \ldots$ se unesc prin arce de curbă, astfel încât arcele ascendente să fie paralele cu porţiunile din curba de încălzire cuprinse între aceleaşi ordonate, ca exemplu arcele bc, de trebue să fie paralele cu arcele $b''c''$ respectiv $d''e''$; arcele descendente să fie paralele cu porţiunile dintre aceleaşi ordonate de pe curba de răcire, ca exemplu arcele ab, cd, etc., trebue să fie paralele cu arcele $a'b'$, respectiv $c'd'$.

Curba astfel obţinută este totuşi numai o curbă teoretică, diferită de cea reală. In adevăr, tolele au totuşi o conductibilitate finită în sens radial, nu infinită cum s'a

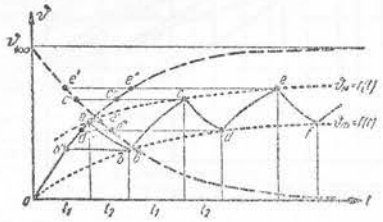


Fig. 11. Construcţia grafică a curbei de încălzire teoretică a unei maşini cu regim de lucru intermitent şi cu ventilaţie naturală.

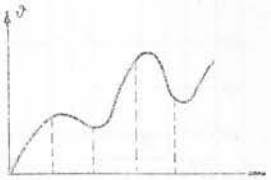


Fig. 12. Curba reală de încălzire, corespunzătoare curbei teoretice din fig. 11.

presupus iniţial. La maşinile cu ventilator interior, căldura se evacuează şi prin feţele laterale ale tolelor, ceeace face să intre în joc şi conductibilitatea axială, care este mult mai mică. Acest fapt produce un fel de inerţie termică a maşinii. Fenomenul deformează curba teoretică de încălzire, dându-i aspectul din fig. 12. Când perioadele t_1 şi t_2 sunt scurte, iar maşina, având o mare inerţie termică, este departe de temperatura de regim, deformaţiile sunt foarte pronunţate.

Acest calcul n'a ţinut încă seamă de faptul că, în special la motoarele asincrone în scurtcircuit, curenţii de pornire sunt mult mai mari decât cei nominali. Din această cauză, pierderile la pornire, sunt deasemenea mai mari. Ţinând seama de acest lucru, ecuaţia (6.1) nu se schimbă formal, însă pierderile p nu mai sunt constante, ci depind de t. Dacă se cunoaşte funcţia $p = f(t)$, teoretic ecuaţia se poate integra, şi mai departe calculul decurge în mod analog.

7. Limitele de încălzire admisibile într'o maşină electrică. Temperaturile maxime permise într'o maşină electrică depind, în cea mai mare măsură, de felul izolaţiei care se foloseşte în construcţia ei. Maximul temperaturilor este dat de temperatura

de carbonizare a materialelor izolante folosite. Niciodată însă în practică nu se atinge această valoare, deoarece materialele izolante sunt foarte sensibile la variaţiile de temperatură, modificându-se cu aceasta proprietăţile electrice şi mecanice şi deci durata de întrebuinţare. Aceasta se poate observa pe curbele din fig. 13, de unde se poate deduce durata de întrebuinţare în funcţie de temperatura de lucru, pentru diferite materiale izolante.

Potrivit STAS 1893-50, materialele izolante întrebuinţate în maşini electrice se împart, după rezistenţa la căldură, în următoarele clase:

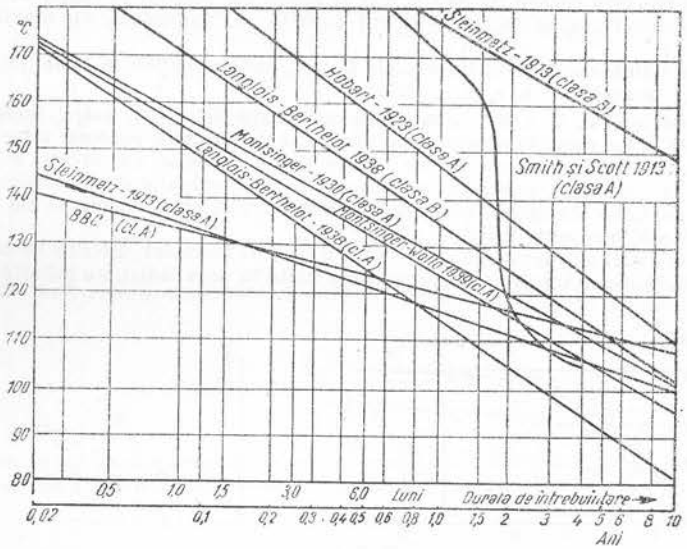


Fig. 13. Durata de întrebuinţare a diferitelor materiale izolante.

— Izolaţie clasa A: bumbac, mătase, hârtie, email şi alte substanţe organice asemănătoare, impregnate, sau numai scufundate în ulei.

— Izolaţie clasa B: preparate de mică şi asbest, conţinând substanţe de legătură; dacă se folosesc şi materiale din clasa A, cu rol de suport, se pune condiţia ca totuşi, complexul materialului izolant, lucrând la o temperatură corespunzătoare clasei B să nu sufere modificări electrice sau mecanice.

— Izolaţie clasa BC: preparate de mică, ţesături de sticlă sau de asbest, cu lacuri stabile la căldură; dacă se întrebuinţează şi materiale suport din clasa A, se pune condiţia ca totuşi, complexul materialului izolant, lucrând la o temperatură corespunzătoare clasei BC să nu sufere modificări electrice sau mecanice.

— Izolaţie clasa CB: preparate de mică, ţesături de sticlă sau de asbest cu lacuri stabile la căldură, fără întrebuinţarea materialelor din clasa A.

— Izolaţie clasa C: mică şi ţesături de sticlă, fără substanţe de legătură, porţelan, sticlă, cuarţ şi alte materiale asemănătoare.

Tabela 2 indică limitele admisibile de încălziri pentru diferitele părţi ale maşinii electrice şi pentru diferitele clase de izolanţi, temperatura aerului de ventilaţie fiind de 35°C:

Tabela 2. Incălzirile maxime admisibile pentru bobinajele şi părţile componente ale maşinilor electrice, pentru temperatura aerului de răcire de +35°C (după STAS 1893—50)

Nr. crt.	Părţi componente ale maşinilor	Izolaţie clasa A				Izolaţie clasa B			
		Metoda termometrului	Metoda variaţiei de rezistenţă	Metoda indicatorilor de temperatură instalaţi: Intre bobinele din aceeaşi crestătură	Metoda indicatorilor de temperatură instalaţi: Intre suprafaţa bobinelor şi fundul crestăturii	Metoda termometrului	Metoda variaţiei de rezistenţă	Metoda indicatorilor de temperatură instalaţi: Intre bobinele din aceeaşi crestătură	Metoda indicatorilor de temperatură instalaţi: Intre suprafaţa bobinelor şi fundul crestăturii
1	Bobinajele de curent alternativ ale maşinilor de o putere mai mare sau egală cu 5 000 kVA, sau care au lungimea utilă (de fier) mai mare sau egală cu 1 m	—	—	65°C	55°C	—	—	85°C	75°C
2	*a*) Bobinajele de curent alternativ ale maşinilor mai mici decât cele arătate la nr. 1 ..... *b*) Bobinajele de excitaţie (cu mai multe straturi) ale maşinilor de curent continuu şi alternativ cu excitaţie de curent continuu, în afară de cele indicate la nr. 3 şi 4 ..... *c*) Bobinajele rotorului legate de colector	60°C	65°C	—	—	75°C	85° C	—	—
3	*a*) Bobinajele de excitaţie cu un singur strat	70°C	70°C	—	—	95°C	95° C	—	—
	b) Bobinajele de excitaţie ale turbogeneratorilor şi bobinajele cu bare ale rotorilor maşinilor asincrone cu cel mult două bare în crestătură	70°C	70°C	—	—	—	95° C	—	—
4	Bobinajele de excitaţie cu rezistenţă mică, având câteva straturi şi bobinajele de compensaţie	65°C	65°C	—	—	85°C	85° C	—	—
5	Bobinajele izolate legate în scurtcircuit în mod permanent	65°C	—	—	—	85°C	—	—	—
6	Bobinajele neizolate legate în scurtcircuit în mod permanent ..	Incălzirile acestor părţi nu trebue să atingă, în niciun caz, valoarea care ar crea riscul defectării materialelor izolante sau al altor materiale alăturate							

Nr. crt.	Părţi componente ale maşinilor	Izolaţie clasa A				Izolaţie clasa B			
		Metoda termometrului	Metoda variaţiei de rezistenţă	Metoda indicatorilor de temperatură instalaţi		Metoda termometrului	Metoda variaţiei de rezistenţă	Metoda indicatorilor de temperatură instalaţi	
				Intre bobinele din aceeaşi crestătură	Intre suprafaţa bobinelor şi fundul crestăturii			Intre bobinele din aceeaşi crestătură	Intre suprafaţa bobinelor şi fundul crestăturii
7	Tole de fier şi alte părţi ce nu vin în atingere cu bobinajele	Incălzirile acestor părţi nu trebue să atingă, în niciun caz, valoarea care ar crea riscul defectării materialelor izolante sau al altor materiale alăturate							
8	Tole de fier şi alte părţi ce vin în atingere cu bobinajele ..	65° C dacă izolaţia bobinajelor este din clasa A 85° C dacă izolaţia bobinajelor este din clasa B şi pentru izolaţia tolelor este folosit un lac corespunzător							
9	Inele colectoare atât protejate cât şi neprotejate	70°C	—	—	—	90°C	—	—	—
10	Colectoare	65°C	—	—	—	85°C	—	—	—
11	Lagăre cu cuzineţi ..	45°C	—	—	—	45°C	—	—	—
12	Lagăre cu rulmenţi ..	60°C	—	—	—	60°C	—	—	—

c) Sistemele de răcire ale maşinilor rotative

8. **Răcire naturală şi răcire forţată.** Intr'o primă clasificare, sistemele de răcire deci şi maşinile rotative se pot diviza în două mari categorii: maşini cu răcire naturală şi maşini cu răcire forţată.

Prin răcire naturală se înţelege sistemul de răcire care, pentru a transmite mediului exterior căldura provenită din pierderi, foloseşte numai conductivitatea şi convecţia naturală.

In general însă, spre deosebire de aparatele statice, maşinile rotative au pierderi mari (raportate la unitatea de suprafaţă radiantă), ceeace face cu totul insuficientă răcirea naturală. Chiar mărirea artificială a suprafeţei de răcire, cu ajutorul ondulelor, nu rezolvă satisfăcător problema, deoarece nu se pot atinge densităţile de curent şi inducţiile întâlnite la maşinile moderne.

Din aceste cauze, ventilaţia naturală, folosită prima în ordine cronologică, nu s'a menţinut decât pentru maşinile mici. La maşinile mijlocii şi mari se face o ventilaţie forţată. Aceasta constă în suflarea unui curent de gaz (aer, în majoritatea cazurilor) peste suprafaţele radiante ale maşinii, în scopul de a mări valoarea coeficientului de transmisie al căldurii. Răcirea forţată se poate face, în cazuri speciale, şi cu ajutorul unui curent de ulei, care circulă prin diferitele piese statice sau chiar rotative ale maşinii şi care disipează apoi căldura în radiatoare construite separat.

Rezultă deci necesitatea, pentru ventilaţia forţată, de a se crea o presiune sau o depresiune, care să provoace circulaţia fluidului refrigerent. Sistemul de ventilaţie adoptat este în strânsă legătură cu modul de construcţie a maşinii, şi, prin aceasta, cu condiţiile ei de funcţionare.

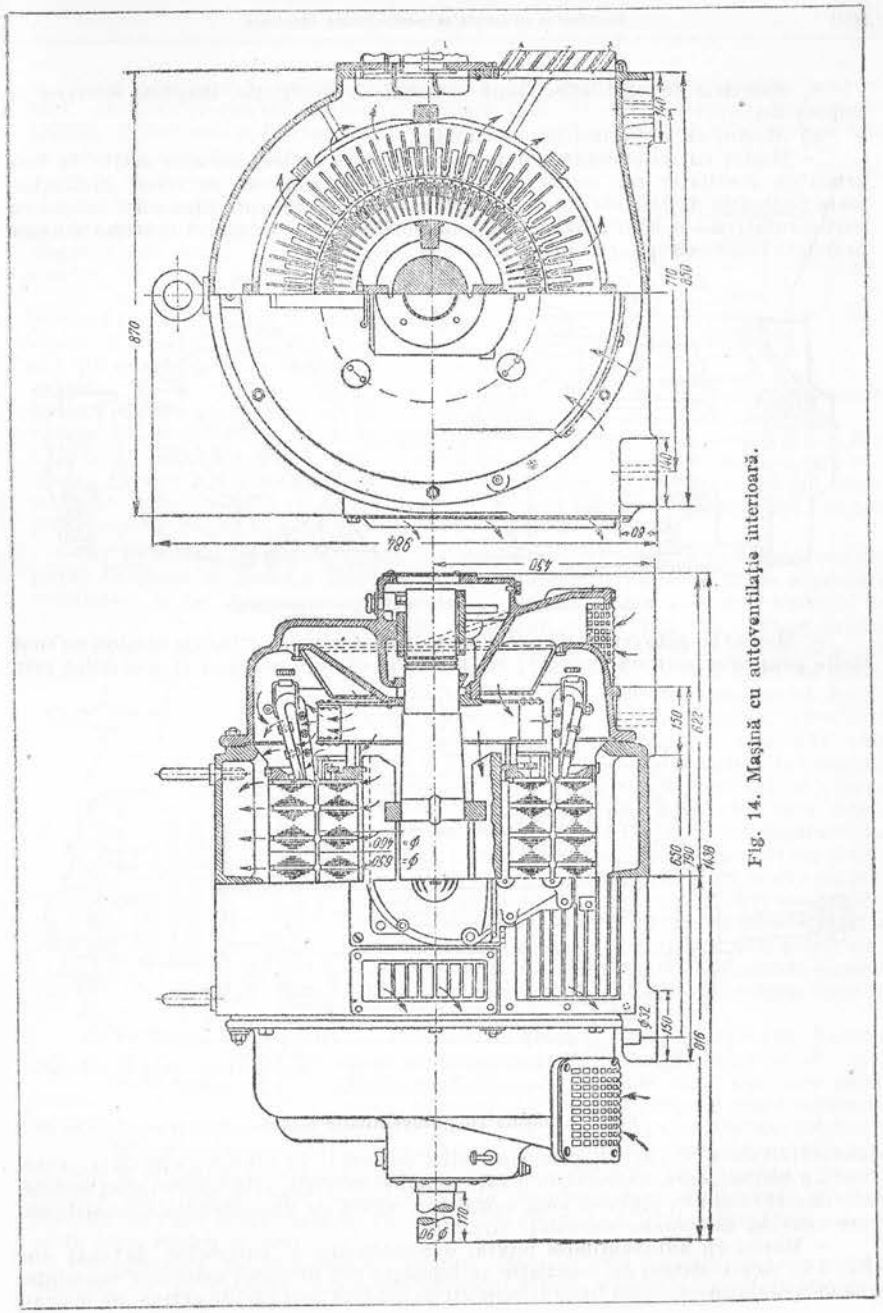


Fig. 14. Maşină cu autoventilaţie interioară.

9. **Sistemele de ventilaţie.** După sistemul de ventilaţie, maşinile electrice se împart astfel:

α) *Maşini cu autoventilaţie*, şi anume:

— Maşini cu autoventilaţie interioară, la care răcirea pieselor active se face printr'un ventilator sau printr'un sistem special (aripioare pe rotor, distanţieri între pachetele de tole ale rotorului, poli aparenţi, etc.), care face corp comun cu partea rotativă a maşinii; astfel de maşini sunt maşinile complect deschise sau cele protejate contra stropilor de lichid (fig. 14).

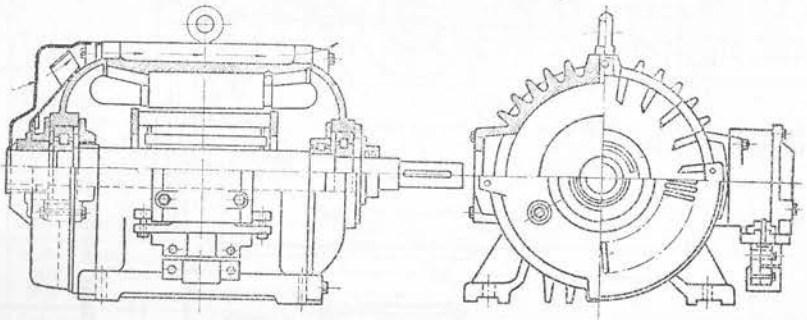


Fig. 15. Maşină cu autoventilaţie exterioară.

— Maşina cu autoventilaţie exterioară, la care părţile active ale maşinii nu sunt răcite prin vreo metodă specială; ele transmit căldura carcasei şi scuturilor prin

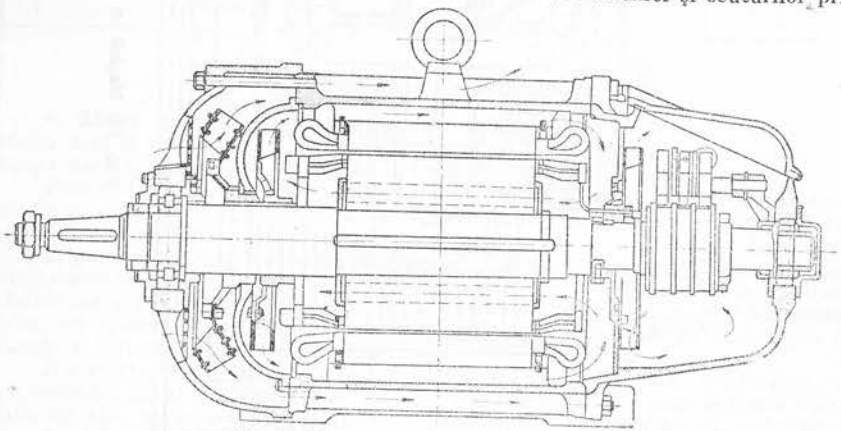


Fig. 16. Maşină cu autoventilaţie mixtă.

conductivitate sau, parţial, prin convecţie naturală. In schimb, suprafaţa exterioară a maşinii, care, deobicei, în aceste cazuri se măreşte prin crearea unor ondule, este uneori răcită cu ajutorul unui ventilator, aşezat pe axul maşinii. Este sistemul care convine motoarelor capsulate (fig. 15).

— Maşini cu autoventilaţie mixtă, o combinaţie a sistemelor de mai sus (fig. 16). Acest sistem de ventilaţie se foloseşte tot în cazul maşinilor capsulate, având avantajul unei mai bune transmisii de căldură dela părţile active ale maşinii

la piesele exterioare. La motoarele cu regim de lucru de scurtă durată, intermitent, este însă preferabilă răcirea exterioară prin convecţie naturală, unde coeficientul de transmisie a căldurii dela interior la mediul exterior este acelaşi atât în perioadele de funcţionare, cât şi în perioada de pauză.

β) *Maşini cu ventilaţie separată*, la care circulaţia fluidului de răcire este asigurată printr'un sistem complect independent de maşină: este cazul maşinilor mari, şi în special, al turboalternatorilor (fig. 17).

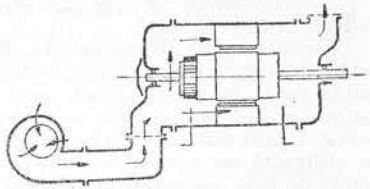


Fig. 17. Maşină cu ventilaţie separată.

In toate aceste cazuri, ventilatorul poate să împingă fluidul în maşină sau să-l aspire din ea. In prima metodă, presiunea din maşină este mai mare decât cea din exterior, ceeace este în avantajul acestui sistem, deoarece se exclude posibilitatea pătrunderii eventualilor vapori sau gaze periculoase în interiorul acesteia. Un desavantaj îl prezintă formarea mai uşoară a vârtejurilor de aer în maşină, cum şi o uşoară sporire a temperaturii fluidului refrigerent, datorită încălzirii în ventilator. A doua metodă prezintă exact inversele acestor caracteristice. In alegerea sistemului se decide după caz.

10. **Ventilaţia în circuit închis.** La maşinile mari, aşezate în camere relativ puţin spaţioase şi ermetic închise, se pune problema posibilităţii de a procura cantitatea de aer rece necesară ventilaţiei. In acest scop, s'a creat sistemul de ventilaţie în circuit închis (fig. 18), aplicat pentru prima oară în practica mondială la hidrogeneratori, de către A. F. Alexeev, în anul 1925, la elaborarea proiectului hidrostaţiei dela Zemoavcial. Aerul, împins de ventilator, parcurge maşina, absorbind energia calorică, şi apoi, printr'o conductă este trimis în răcitor, de unde se întoarce în maşină. Sistemul are totuşi un punct de legătură cu atmosfera, pentru recuperarea aerului pierdut prin diferitele neetanşeităţi ale circuitului. Dacă legătura cu atmosfera este stabilită printr'un filtru de aer şi este făcută în atmosferă neviciată, sistemul acesta asigură o protecţie absolută împotriva prafului şi a agenţilor corozivi, mai ales dacă se dă aerului din circuit o presiune superioară celei atmosferice. Mai există încă avantajul localizării unui eventual incendiu în maşină, dată fiind cantitatea limitată de oxigen care se află în circuit.

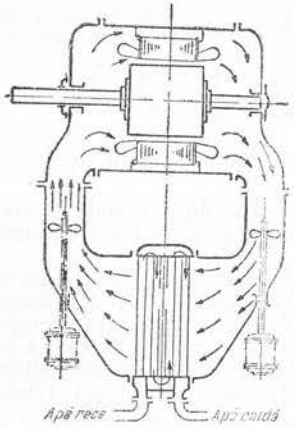


Fig. 18. Maşină ventilată în circuit închis.

Sistemul de ventilaţie în circuit închis permite să se utilizeze, pentru răcirea maşinilor, şi alte gaze decât aerul. Hidrogenul, fiind mult mai uşor decât aerul, cu conductivitate calorică mai mare, neîntreţinând arderea şi nedisociindu-se la apariţia efluviilor, prezintă următoarele, avantaje:

— Micşorarea vitezei curentului de gaz, faţă de viteza curentului de aer la o maşină de aceeaşi putere răcită obişnuit, datorită conductivităţii sporite a hidrogenului sau, ceeace este acelaşi lucru, la aceeaşi viteză de curent, sistemul permite mărirea puterii maşinii cu circa 25 % (încălzirea bobinajelor fiind aceeaşi ca în cazul răcirii cu aer).

— Ridicarea randamentului maşinii, atât datorită sporirii puterii utile a maşinii, cât şi datorită micşorării pierderilor mecanice prin ventilaţie de circa opt ori.

— In aer, în prezenţa umezelii, ozonul produs în zona efluviilor electrice se combină cu azotul şi atacă izolaţia de bumbac a bobinajului. In cazul răcirii cu hidrogen, fenomenul nu se mai produce şi deci se poate micşora grosimea izolaţiei.

— Imposibilitatea extinderii unui incendiu în maşină, datorită faptului că hidrogenul nu întreţine arderea.

— Răcitoarele vor avea dimensiuni mai mici, din cauza conductivităţii calorice ridicate a hidrogenului.

Desavantajele sistemului de răcire cu hidrogen constau în următoarele: o astfel de instalaţie este foarte costisitoare; carcasa maşinii trebue să fie mult mai solidă decât în mod obişnuit, pentru asigurarea în eventualitatea unei explozii. La maşinile obişnuite, unde se cere ca cel puţin un capăt al axului să iasă în afara scutului, sunt dificultăţi în ce priveşte etanşarea acestei ieşiri. Deacea, acest sistem se utilizează mai ales la maşinile cărora nu li se impune această condiţie (compensatori de fază, comutatrici, convertizori, etc.). Sistemul este răspândit, deasemenea, la maşinile cu putere mare (turboalternatori). In acest domeniu, în URSS, o muncă rodnică a fost dusă la uzina «Electrosila», sub conducerea lui E. G. Comar, V. V. Titov şi F. C. Arhanghelski.

11. **Circulaţia axială şi radială.** Indiferent de modul de ventilaţie ales, maşinile electrice pot avea în interior o circulaţie de fluid refrigerent în sens axial, radial sau mixt, după felul şi aşezarea canalelor de ventilaţie, care străbat diferitele piese ale maşinii.

Canalele radiale (fig. 19) dau posibilitatea de a împărţi pachetul de tole a maşinii în oricâte bucăţi este necesar, care se pot ventila aproape independent

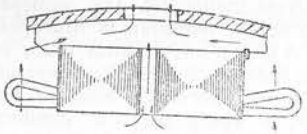


Fig. 19. Ventilaţie radială.

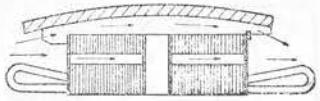


Fig. 20. Ventilaţie axială.

unul de altul. Se măreşte astfel foarte mult suprafaţa radiantă a maşinii. Deasemenea, canalele radiale ale rotorului lucrează ele însăle ca nişte ventilatoare, datorită prezenţei distanţierilor dintre pachetele de tole.

Sistemul mai prezintă avantajul de a permite aspiraţia aerului prin ambele părţi ale maşinii, punând în condiţii de egală răcire cele două jumătăţi a maşinii. Datorită acestui fapt cum şi ventilării fiecărui pachet de tole în parte, temperatura maşinii se uniformizează mult în sens axial. Desavantajul constă în faptul că în cazul unei maşini autoventilate, presiunea creeată de distanţierii din canalele radiale ale rotorului, este insuficientă, în majoritatea cazurilor, ceeace dă o mică viteză curenţilor de aer.

Sistemul canalelor radiale se aplică cu succes şi în cazul bobinelor de pe polii maşinilor de curent continuu de putere ceva mai mare.

Ventilaţia axială se realizează prin ştanţarea în tole a unor canale de secţiune circulară sau ovală (fig. 20). Canalele de secţiune ovală prezintă avantajul că, la aceeaşi îngustare a fierului activ, au o suprafaţă scăldată de aer mai mare decât cele de secţiune circulară. Ele necesită însă, matriţe de construcţie mai dificilă. Ventilaţia axială dă posibilitatea de a se utiliza ventilatoare aşezate pe axul maşinii: aceste ventilatoare pot crea presiuni mult mai mari decât în cazul unei ventilaţii radiale. In majoritatea cazurilor, maşinile moderne combină cele două sisteme de ventilaţie, căutând să îmbine, în mod armonios, avantajele ventilaţiei radiale cu cele ale ventilaţiei axiale.

d) Construcţii de ventilatoare

12. **Generalităţi.** In general, ventilatoarele folosite în construcţia maşinilor electrice se pot clasifica în două mari categorii: ventilatoare centrifuge şi ventilatoare cu elice.

Ventilatoarele centrifuge, indiferent de forma paletelor sau de sensul de rotaţie, imprimă aerului o mişcare radială, în sens centrifug. Schemele de ventilaţie radială pură se bazează tocmai pe acest efect. Sunt ventilatoare specifice motoarelor electrice care trebue să funcţioneze la fel de bine în ambele sensuri de rotaţie.

Ventilatoarele cu elice dau aerului o mişcare în direcţie axială, intensitatea mişcării depinzând de forma paletelor şi de sensul de rotaţie. Sunt specifice generatorilor, comutatricelor, convertizorilor, etc., care au un sens de rotaţie bine definit. Au un randament mai bun decât ventilatoarele centrifuge.

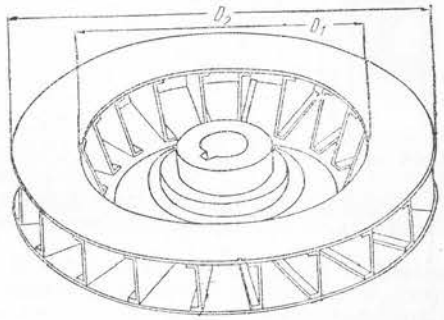


Fig. 21. Tipul normal de ventilator centrifug radial.

Felul construcţiei ventilatoarelor are o mare influenţă asupra randamentului lor. Fig. 21 reprezintă tipul caracteristic al unui ventilator centrifug. Cele două inele, exterior şi interior, sunt făcute în aşa fel, încât formează o secţiunea de trecere a aerului în formă trapezoidală, cu gura de intrare mai mare decât cea de ieşire.

Conusului format de cele două inele i se dă o astfel de formă, încât să dirijeze aerul în direcţia necesară. Ventilatoarele centrifuge se pot construi din tablă de oţel sudată (fig. 22), din tablă de duraluminiu nituită (fig. 23) sau din aluminiu turnat (fig. 24). Felul materialului se alege după posibilităţile de fabricaţie şi după caracteristicele maşinii la care este adaptat ventilatorul. Unul dintre cele două conuri purtătoare de palete se fixează pe o bucşă, prin diferite mijloace, în mod obişnuit, prin şuruburi. Bucşa se montează pe butuc cu ajutorul unei pene şi al unei siguranţe de oţel sau, în cazuri speciale, prin şuruburi. La maşinile mari, de mare viteză, ventilatoarele centrifuge se fac din oţel turnat.

Ventilatoarele cu elice, folosite în construcţia de maşini electrice, sunt mai simple şi mai robuste decât ventilatoarele obişnuite. Deoarece ele nu au un număr de palete prea mare, se pot turna dintr'o singură bucată (fig. 25). La un număr de palete mai mare, paletele nu se mai fac turnate dintr'o bucată cu bucşa, ci se montează, fiecare în parte, într'un inel central (fig. 26). Dacă maşina are turaţie mare, inelul central se fixează pe ax cu ajutorul unui butuc şi al unei şaibe (fig. 27). Uneori, ventilatorul este prevăzut cu două coroane de palete (fig. 28); coroana exterioară împinge aerul în canalele statorului, iar cea interioară, în rotor.

Paletele se construesc din tablă de oţel sau din duralumin, uneori fiind turnate din acelaşi material cu bucşa de fixare pe ax. Aceasta se toarnă din fontă, aluminiu, sau, mai rar, din oţel.

Majoritatea ventilatoarelor au prevăzute diferite şanţuri sau găuri, în care se pun greutăţi pentru echilibrarea rotorului.

Poziţia ventilatorului pe axul maşinii are o foarte mare importanţă. El nu trebue aşezat nici prea aproape de capetele bobinelor, deoarece se produce o strangulare a curentului de aer, nici prea aproape de scutul maşinii, deoarece se obţine o ieşire turbulentă a aerului, având ca urmare numai o utilizare parţială a gurii

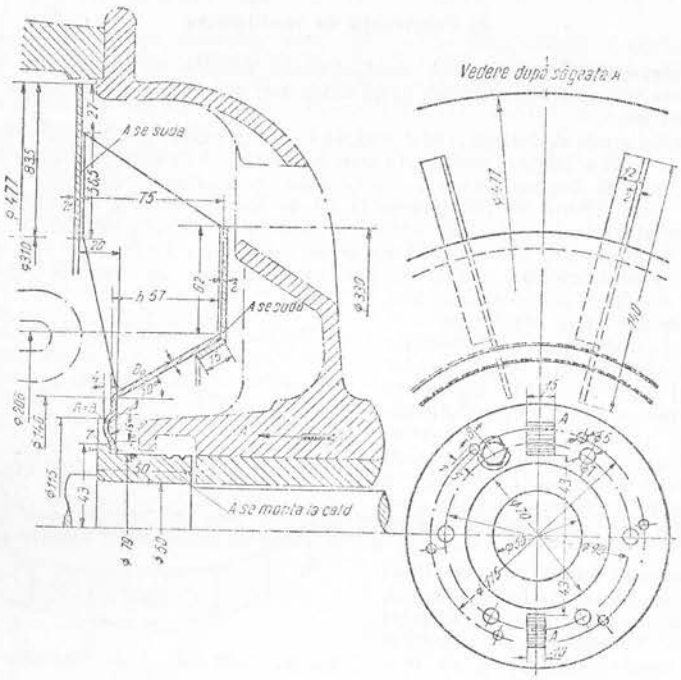


Fig. 22. Ventilator din tablă de oţel, construcţie sudată.

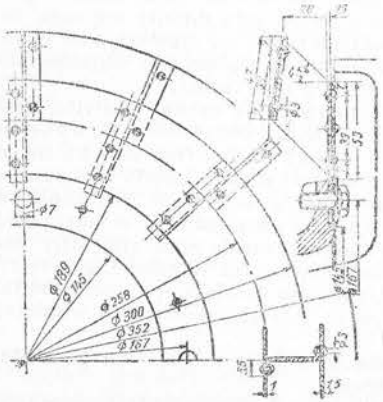


Fig. 23. Ventilator centrifug, din tablă de duralumin nituită.

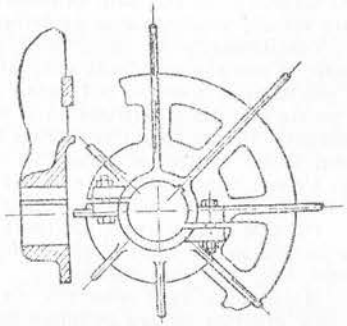


Fig. 24. Ventilator centrifug, din aluminiu turnat.

de ieşire din maşină şi sgomote specifice. Aşezarea exactă a ventilatorului se determină prin calcul şi se verifică prin experienţă.

Afară de categoriile de ventilatoare descrise mai sus, există încă o formă intermediară între primele două: sunt ventilatoarele în formă de cupe, care se compun din nişte palete (fig. 29) montate, direct pe părţile frontale ale rotorului. Ele funcţionează mixt, dând aerului o mişcare atât centrifugă, cât şi axială. Asemenea ventilatoare singure, se folosesc la maşinile mici, în special la maşini sincrone cu poli aparenţi, iar în combinaţie cu un ventilator din celelalte două categorii, şi la maşini mari.

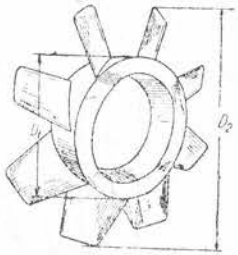


Fig. 25. Ventilator cu elice turnat dintr'o singură bucată, din aluminiu.

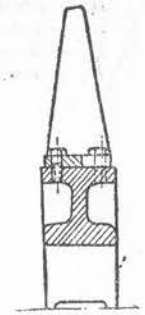


Fig. 26. Ventilator cu elice, având paletele prinse de bucşă cu şuruburi.

13. Calculul ventilatorului cu elice. Funcţionarea unui ventilator cu elice se bazează pe fenomenul, studiat în aerodinamică, al comportării aripii de avion. Un astfel de profil, izbit de un curent de gaze cu viteza v_0 (fig. 30), este supus unor suprapresiuni pe suprafaţa sa inferioară şi unor subpresiuni pe suprafaţa superioară, datorită faptului că viteza de scurgere a gazelor dealungul suprafeţei inferioare este mai mică decât dealungul suprafeţei superioare. Insumarea acestor presiuni duce la o forţă rezultantă, aplicată în centrul de presiune, care se poate descompune după două direcţii perpendiculare: F_y, forţa portantă a aripii şi F_x, forţa de rezistenţă a aripii, F_x fiind îndreptată după direcţia vitezei gazului.

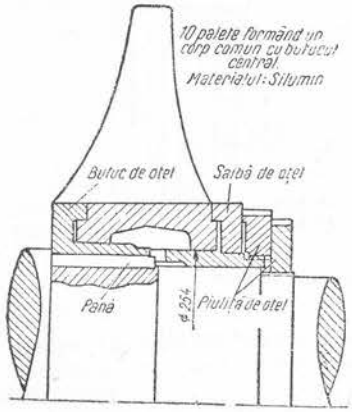


Fig. 27. Ventilator cu elice, având butuc de întărire şi şaibă de oţel pentru fixarea pe axul maşinii.

Forţa portantă a unei aripi cu suprafaţa inferioară S, se calculează cu relaţia:

$$F_y = C_y S \rho v_0^2$$

unde $\rho = \gamma/g$ este densitatea aerului. Forţa de rezistenţă F_x se calculează cu relaţia:

$$F_x = C_x S \rho v_0^2$$

Coeficienţii C_x, C_y din ultimile două relaţii sunt mărimi fără dimensiuni, valoarea lor depinzând de forma profilului şi de unghiul format de suprafaţa S cu direcţia curentului de aer, denumit unghi de atac. Coeficientul C_y este denumit coeficient de portanţă, iar coeficientul C_x este denumit coeficient de rezistenţă.

Reciproc, aplicând unei aripi forţa F_y (fig. 31), aripa fiind mobilă numai în direcţia lui F_y, se va produce un curent de gaz de viteză v_0. Este cazul aripii de ventilator. Forţa F_y se obţine aplicând paletei un cuplu. Drept consecinţă apare şi componenta F_x, deci este necesară o anumită rigiditate a paletei în acest sens.

Pe baza acestor considerente, se pot deduce formulele fundamentale de calcul al unui ventilator cu elice. Pentru proiectare, se presupun cunoscute următoarele date:

Q — debitul de aer pus în mişcare de ventilator, în m^3/s;
H — presiunea statică creată de ventilator, în mm col. de apă:
n — turaţia ventilatorului, în rot/min;
D_1 — diametrul la baza paletei, în m (fig. 25);
D_2 — diametrul la vârful paletei, în m (fig. 25)

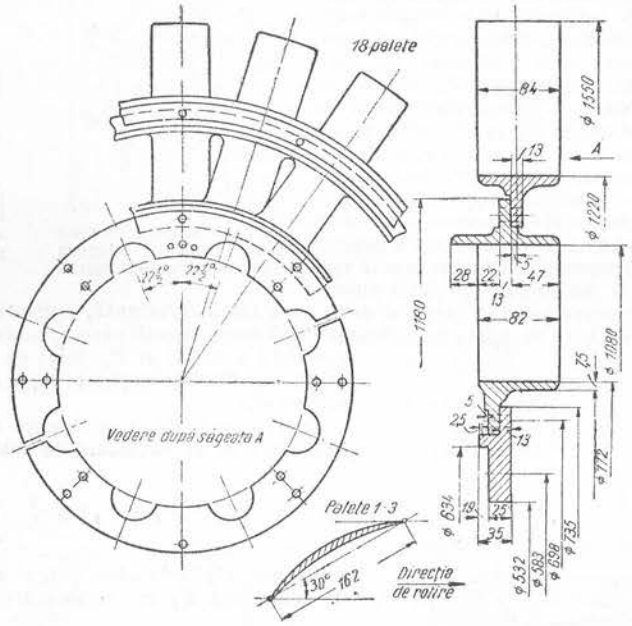


Fig. 28. Ventilator cu două coroane de palete.

Se calculează viteza unghiulară de rotaţie a ventilatorului:

$$\omega = \frac{2\pi n}{60} \text{ [rad/s]}. \tag{13.1}$$

Viteza axială a aerului prin ventilator va fi:

$$v = \frac{Q}{\frac{\pi}{4}\left(D_2^2 - D_1^2\right)} \varepsilon \text{ [m/s]}; \tag{13.2}$$

în care $\varepsilon = 1{,}15 \ldots 1{,}25$ este un coeficient care ţine seamă de îngustarea secţiunii de trecere a aerului, datorită grosimii palatelor.

Presiunea dinamică creată de ventilator este echivalentă cu energia cinetică imprimată unităţii de volum de gaz:

$$H_d = \frac{1}{2}\frac{\gamma}{g} v^2 \text{ [mm col. apă]}, \tag{13.3}$$

în care: γ este greutatea specifică a gazului, în kg/m^3;
g — acceleraţia gravităţii, în m/s^2;
v — viteza gazului, în m/s.

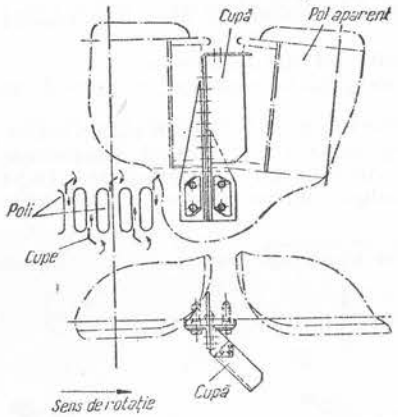


Fig. 29. Ventilator cu palete în formă de cupă.

Pentru aer se alege:

$$\gamma = 1{,}1 \text{ kg/m}^3;$$

$$g = 9{,}81 \text{ m/s}^2.$$

$$H_d = \frac{1{,}1}{2 \cdot 9{,}81} v^2 \text{ [mm col apă]}. \tag{13.4}$$

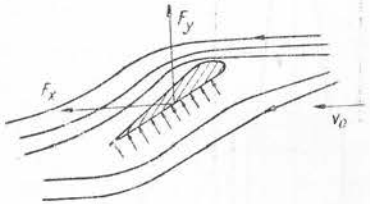


Fig. 30. Repartiţia forţelor pe o aripă rigidă, izbită de un curent de gaze.

Presiunea totală creată de ventilator se obţine însumând presiunea statică cu cea dinamică:

$$H_t = H + H_d \text{ [mm col apă]}. \tag{13.5}$$

Numărul de palete ale ventilatorului se alege, din considerente empirice, astfel încât raportul dintre înălţimea radială a paletei h şi lăţimea sa la bază b_1 (fig. 32 şi 33) să fie:

$$\frac{h}{b_1} = 1 \ldots 2. \tag{13.6}$$

Pentru diametri mici, raportul se ia apropiat de limita inferioară, iar pentru diametri mari aproape limita superioară.

Lăţimea b_1 a paletei la bază se alege din considerente de soliditate:

$$b_1 = \frac{\sigma \pi D_1}{z} \text{ [m]}, \tag{13.7}$$

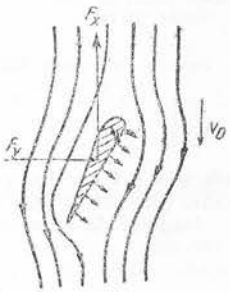


Fig. 31. Repartiţia forţelor pe o aripă rigidă, care se mişcă într'un mediu fluid.

în care: z este numărul de palete;
σ — coeficient de soliditate egal cu 1,1...1,2 pentru ventilatoare montate direct pe rotor, sau 1,0 ... 1,1 pentru ventilatoare de diametru mai mare.

Relaţiile (13.6) şi (13.7) determină numărul paletelor. Pentru o echilibrare perfectă a forţelor la care este supus ventilatorul, acest număr se alege totdeauna cu soţ şi nu prea mare; la ventilatoare de diametru mic $z = 6 \cdots 10$.

Fig. 33 *a* arată compunerea vitezelor gazului în muchia de atac şi la muchia finală a paletei, faţă de paletă.

Notaţiile din figură au următoarele semnificaţii:

$r\omega$ — viteza liniară datorită rotaţiei paletei, unde r este distanţa dela axul de rotaţie la punctul considerat pe paletă;

v_0 — viteza axială a gazului, în afară de ventilator;

v', v'' — vitezele axiale ale gazului, respectiv la muchia de atac şi la muchia finală a paletei;

c'' — viteza tangenţială a gazului datorită rotaţiei paletelor;

w', w'' — vitezele relative a gazului faţă de paletă, respectiv la muchia de atac şi la muchia finală a paletei.

In această compunere s'a neglijat mica viteză radială, datorită efectului centrifug. In fig. 33 *b* compunerea s'a simplificat, folosindu-se numai viteze medii. Aproximaţia este suficientă. După această figură, se deduce viteza relativă medie între gaz şi paletă:

$$w = \sqrt{v^2 + (r\omega - c)^2} \ [\mathrm{m/s}]; \tag{13.8}$$

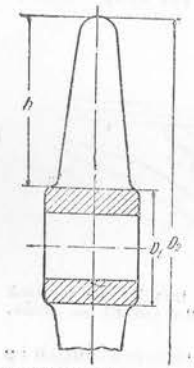


Fig. 32. Secţiune schematică printr'un ventilator cu elice.

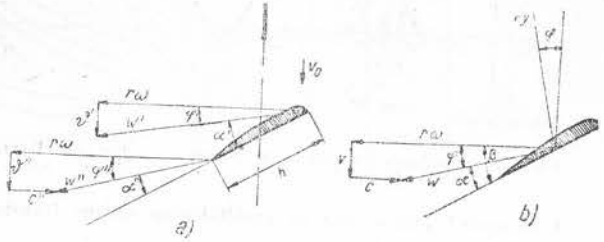


Fig. 33. Compunerea vitezelor pe o paletă de ventilator cu elice.

în care v s'a calculat cu formula (13.2), iar c se aproximează cu relaţia:

$$c = \frac{1}{2} c'' = \frac{1}{2} \ ar\omega \ [\mathrm{m/s}], \tag{13.9}$$

unde $a = 0{,}2$ pentru baza peletei (diametrul interior) şi $a = 0{,}1$ pentru vârful paletei (diametrul exterior).

Unghiul de scurgere a gazelor rezultă din relaţia:

$$\varphi = \arcsin \frac{v}{w}. \tag{13.10}$$

Iniţial vom arăta cum se dimensionează baza paletei (lăţimea b_1 şi unghiul de aşezare β_1 la bază), considerând din paletă un element dr; acest element este situat în apropierea bazei paletei.

Deoarece forţele F_x şi respectiv F_y sunt paralele şi respectiv perpendiculare pe w, efortul axial, desvoltat de elementul diferenţial $dS = b_1\,dr$ de la baza paletei este:

$$dF_1 = (dF_{y1} \cos \varphi_1 - dF_{x1} \sin \varphi_1) \cdot z; \tag{13.11}$$

unde

$$dF_{y1} = C_{y1} \frac{\gamma}{g} dS \ w_1^2; \tag{13.12}$$

$$dF_{x1} = C_{x1} \frac{\gamma}{g} dS \cdot w_1^2. \tag{13.13}$$

In relaţiile de mai sus indicele 1 se referă la baza paletei, iar:

C_{y1} este coeficientul forţei portante la baza paletei;

C_{x1} — coeficientul rezistenţei frontale la baza paletei;

$dS = b_1\,dr$ — elementul de suprafaţă.

Pe de altă parte, acelaşi efort axial este dat şi de relaţia:

$$dF_1 = H_t \pi D_1 \, dr. \tag{13.14}$$

Egalând relaţiile (13.11) şi (13.14) se obţine:

$$H_t \pi D_1 \, dr = \left(C_{y1} \frac{\gamma}{g} b_1 \, dr \, w_1^2 \cos \varphi_1 - C_{x1} \frac{\gamma}{g} b_1 \, dr \, w_1^2 \sin \varphi_1 \right) z; \quad \text{sau} \tag{13.15}$$

$$H_t \pi D_1 = z \frac{\gamma}{g} b_1 w_1^2 C_{y1} \lambda_{y1},$$

în care:

$$\lambda_{y1} = \cos \varphi_1 - \frac{C_{x1}}{C_{y1}} \sin \varphi_1. \tag{13.16}$$

Curbele din fig. 34 dau coeficienţii C_x, C_y şi $\frac{C_y}{C_x}$ pentru diferite unghiuri de atac α a aripii (coeficientul $\frac{C_y}{C_x}$ este denumit coeficient de calitate al aripii). Se admite un $\frac{C_{y1}}{C_{x1}}$ iniţial, şi cu el se calculează λ_{y1} din relaţia (13.16).

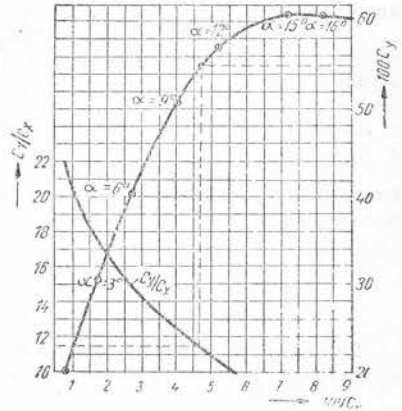


Fig. 34. Coeficienţii aripii de ventilator.

Pentru prelucrarea paletelor în fabrici şi pentru unghiuri de atac obişnuite (2° ... 8°), raportul C_y/C_x are valoarea 15 ... 20. Se obţine apoi C_{y1} din ultima relaţie (13.15):

$$C_{y1} = \frac{H_t \pi D_1}{z \frac{\gamma}{g} b_1 w_1^2 \lambda_{y1}}. \tag{13.16 a}$$

Pentru valoarea lui C_{y1}, obţinută astfel, se caută pe curbă raportul $\frac{C_{y1}}{C_{x1}}$ corespunzător, şi dacă acesta nu este sensibil egal cu cel iniţial, se reface calculul,

pornind cu alt $\frac{C_{y1}}{C_{x1}}$. In momentul când se obţine corespondenţa, se citeşte pe curbă unghiul de atac α_1 al aripii, la bază.

Unghiul β_1 de aşezare a paletei la bază, este dat de relaţia:

$$\beta_1 = \varphi_1 + \alpha_1 . \tag{13.17}$$

unghiul φ_1 rezultând din relaţia (13.10).

Randamentul pentru elementul dS de la baza paletei se calculează din raportul:

$$\eta_1 = 0{,}9 \frac{v\, dF_1}{\omega\, dM_1}, \tag{13.18}$$

în care dM_1 este cuplul necesar mişcării elementelor dS de la baza paletelor, iar coeficientul 0,9 ţine seamă de defectele de şlefuire.

Cuplul dM_1 este datorit componentelor forţelor F_{x1} şi F_{y1} în planul mişcării paletelor:

$$\left.\begin{aligned} dM_1 &= (dF_{y1} \sin \varphi_1 + dF_{x1} \cos \varphi_1)\, z r_1 , \\ \text{sau} \quad dM_1 &= z \frac{\gamma}{g} b_1 w_1^2 C_{y1} \lambda_{x1} r_1\, dr , \end{aligned}\right\} \tag{13.19}$$

în care

$$\lambda_{x1} = \sin \varphi_1 + \frac{C_{x1}}{C_{y1}} \cos \varphi_1 ; \tag{13.20}$$

Coeficientul λ_{x1} se poate calcula cu relaţia (13.20), toate mărimile fiind cunoscute. In consecinţă:

$$\eta_1 = 0{,}9 \frac{v \lambda_{y1}}{r_1 \omega \lambda_{x1}} . \tag{13.21}$$

S'ar putea face acest calcul pentru oricare rază a paletei, determinând β şi b pentru fiecare punct în parte. Pentru uşurinţa calculului, se utilizează însă relaţia

$$\frac{r_1}{r_i} = \frac{\operatorname{tg} \beta_i}{\operatorname{tg} \beta_1}, \tag{13.22}$$

care dă unghiul de aşezare β_i la distanţa r_i de axul ventilatorului. Urmează a se determina în ordine w_i din relaţia:

$$w_i = \sqrt{v^2 + (r_i \omega - c_i)^2} \tag{13.23}$$

unghiul de scurgere φ_i din relaţia

$$\varphi_i = \arcsin \frac{v}{w_i} \tag{13.24}$$

şi unghiul de atac α_i din relaţia

$$\alpha_i = \beta_i - \varphi_i \tag{13.25}$$

Pentru acest unghi de atac, din fig. 34, se deduc coeficienţii C_{yi} şi C_{yi}/C_{xi} cu ajutorul căror se determină

$$\left.\begin{aligned} \lambda_{yi} &= \cos \varphi_i - \frac{C_{xi}}{C_{yi}} \sin \varphi_i \\ \lambda_{xi} &= \sin \varphi_i + \frac{C_{xi}}{C_{yi}} \cos \varphi_i \end{aligned}\right\} \tag{13.26}$$

In fine se determină lăţimea paletei

$$b_i = \frac{H_t \pi D_i}{z \frac{\gamma}{g} w_i^2 \lambda_{yi} C_{yi}} \tag{13.27}$$

şi randamentul

$$\eta_i = 0{,}9 \frac{v \lambda_{yi}}{r_i \omega \lambda_{xi}} \tag{13.28}$$

Randamentul mediu al ventilatorului va fi:

$$\eta = \frac{1}{r_2 - r_1} \int_{r_1}^{r_2} \eta_i \cdot dr . \tag{13.29}$$

Deobicei, pentru ventilatoare mici, este suficient să se calculeze numai elementele corespunzătoare bazei şi vârfului paletei, iar randamentul mediu se exprimă în mod destul de exact prin relaţia:

$$\eta = \frac{1}{3} (\eta_1 + 2\, \eta_2). \tag{13.30}$$

în care η_2 este randamentul la vârf.

În acest caz simplificat se poate admite că lăţimea paletei variază invers proporţional cu distanţa la axul ventilatorului, deci se poate determina din relaţia:

$$\frac{b_i}{b_1} = \frac{r_1}{r_i} \tag{13.31}$$

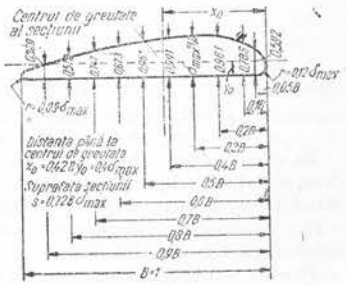


Fig. 35. Profilul normal al paletei de ventilator.

Având calculate β_i şi b_i, se poate determina forma şi poziţia paletei. Pentru a stabili conturul secţiunii prin paletă, calculul este prea complicat şi neindicat. Se caută însă, să se imite profilul aripii de avion. Se poate considera ca un profil avantajos cel reprezentat în fig. 35, pentru care dealtfel s'au şi trasat curbele din fig. 34.

Puterea necesară ventilatorului se determină din relaţia:

$$P_v = 9{,}81 \frac{H_t Q}{\eta} 10^{-3} \text{ [kW]}. \tag{13.32}$$

14. Calculul ventilatorului centrifug. Ventilatorul centrifug se bazează pe fenomenul de refulare a aerului din interiorul unor palete care se rotesc, datorită forţelor centrifuge.

Din cauza diferenţei de viteze periferice, se creează între secţiunea de intrare a aerului între palete şi cea de ieşire, o diferenţă de presiune, care pune aerul în mişcare în sens radial.

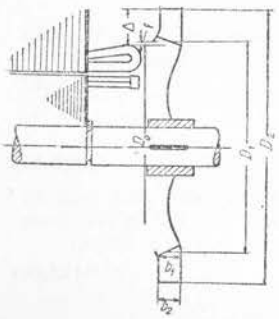


Fig. 36. Secţiune schematică printr'un ventilator centrifug.

Se defineşte ca presiune de mers în gol diferenţa de presiune pe care ar crea-o ventilatorul, între secţiunea de intrare a aerului între palete şi cea de ieşire, la un debit nul.

In cazul când gazul absorbit de ventilator este aer, această presiune este dată de relaţia:

$$H_0 = \eta_0 \frac{\gamma}{g}\left(v_{u2}^2 - v_{u1}^2\right) [\text{mm col. apă}], \quad (14.1)$$

în care: v_{u2} este viteza periferică a ventilatorului la ieşirea aerului, în m/s;

v_{u1} — viteza periferică a ventilatorului la intrarea aerului, în m/s.

Pentru palete radiale $\eta_0 \approx 0{,}6$; pentru palete curbate înainte (cu concavitatea în sensul mişcării) $\eta_0 \approx 0{,}75$, iar pentru palete curbate înapoi (cu concavitatea în sens opus mişcării) $\eta_0 \approx 0{,}5$.

Vitezele periferice se calculează în funcţie de mărimile geometrice ale ventilatorului (fig. 36):

$$v_{u1} = \frac{\pi D_1 n}{60} [\text{m/s}]; \quad (14.2)$$

$$v_{u2} = \frac{\pi D_2 n}{60} [\text{m/s}], \quad (14.3)$$

în care: D_1 este diametrul mediu al secţiunii de intrare a aerului, în m;

D_2 — diametrul mediu al secţiunii de ieşire a aerului, în m;

n — turaţia ventilatorului în rot/min.

In cazul când ventilatorul debitează, diferenţa de presiune dintre intrarea şi ieşirea aerului începe să scadă, datorită randamentului său intern, după o curbă de felul celei din fig. 37 (curba α) depinzând de caracteristicile constructive ale ventilatorului.

Pentru ventilatoare cu palete radiale curba α din fig. 37 se exprimă analitic destul de exact cu relaţia:

$$H = H_0 \left(1 - \frac{Q^2}{Q_{max}^2}\right). \quad (14.4)$$

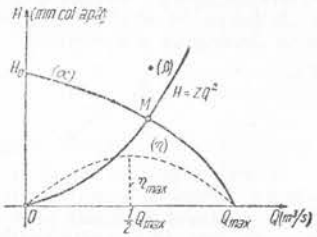


Fig. 37. Curba caracteristică a unui ventilator centrifug cu palete radiale şi determinarea punctului de funcţionare.

Presiunea H_0 s'a definit mai sus, iar Q_{max} se defineşte ca debitul ventilatorului la o diferenţă nulă de presiune între intrarea şi ieşirea aerului, corespunzând funcţionării în aer liber. In acest caz, ventilatorul are cel mai mare debit posibil, deoarece în calea aerului nu există niciun fel de rezistenţe, toată energia ventilatorului fiind consumată pentru învingerea rezistenţelor proprii. Acesta este

debitul teoretic maxim al ventilatorului. Pentru un ventilator cu palete radiale care funcţionează în aer:

$$Q_{max} = 0{,}42\, v_{u2}\, S_2 \, [\text{m}^3/\text{s}], \quad (14.5)$$

în care v_{u2} este viteza periferică a ventilatorului la ieşirea aerului, în m/s;

S_2 — secţiunea utilă de ieşire a aerului din ventilator, în m²;

$$S_2 = 0{,}92\, \pi\, D_2\, b_2 \, [\text{m}^2], \quad (14.6)$$

b_2 fiind lăţimea paletei la ieşirea aerului, în m.

In relaţia (14.6), coeficientul 0,92 apare din cauza micşorării secţiunii utile, datorită atât grosimii paletelor, cât şi vârtejurilor de aer produse de acestea.

Dacă pentru un ventilator dat este trasată curba din fig. 37, experimental sau cu ajutorul relaţiei (14.4), şi presupunând că se cunoaşte rezistenţa Z a circuitului pe care debitează ventilatorul, punctul lui de funcţionare M, adică debitul Q şi diferenţa de presiune H, se găsesc imediat la intersecţia celor două curbe (α) şi (β).

Ca principiu de proiectare al ventilatorului, se caută ca debitul Q_{max} să fie dublul debitului Q corespunzând punctului M de funcţionare. In acest caz, ventilatorul funcţionează cu randamentul maxim. Dacă alegând $Q = 0{,}5\, Q_{max}$, diametrul D_1 rezultă prea mic, ventilatorul se poate proiecta pentru un debit nominal $Q = 0{,}3\, Q_{max}$. In acest caz, la acelaşi diametru D_2, diametrul D_1 rezultă mai mare, însă lăţimea paletelor rezultă deasemenea mai mare.

Puterea absorbită de ventilator este dată de relaţia:

$$P_a = \frac{9{,}81\, HQ}{\eta} 10^{-3} \, [\text{kW}], \quad (14.7)$$

în care: H este diferenţa de presiune între intrarea şi ieşirea aerului din ventilator, în regim nominal de lucru, în mm col. apă;

Q — debitul ventilatorului în regim nominal, în m³/s;

η — randamentul global al ventilatorului.

Pentru ventilatorul cu palete radiale, randamentul η este cuprins între 0,15 şi 0,2 depinzând de construcţia ventilatorului şi de raportul $\frac{Q}{Q_{max}}$. La ventilatoarele cu palete curbate randamentul este mai mare.

Pentru a obţine un randament cât mai bun, pentru a evita vârtejurile de aer în interiorul paletelor şi pentru a obţine minimum de cădere de presiune în interiorul ventilatorului, se recomandă ca secţiunea de conducere a aerului să aibă, pe cât posibil, unghiurile rotunjite, înlăturându-se totodată coturile inutile şi schimbările de secţiune în lungul parcursului. Se obişnueşte totuşi, tocmai pentru a evita vârtejurile de aer, ca secţiunea de trecere a aerului să scadă uşor dela intrare spre ieşire. Cu notaţiile din fig. 36 aceasta s'ar exprima prin relaţia:

$$b_1\, D_1 \geqslant b_2\, D_2, \quad (14.8)$$

în care b_1 este lăţimea paletei la intrarea aerului.

Pentru ventilatoarele maşinilor electrice, constructorii dau şi alte relaţii de dimensionare, (fig. 36) ca de exemplu:

$$f = (0{,}3 \ldots 0{,}4)\, \Delta, \quad (14.9)$$

Δ fiind diferenţa dintre raza exterioară a ventilatorului $\left(\frac{D_2}{2}\right)$ şi raza celui mai apropiat

detaliu de construcţie (raza legăturilor frontale ale bobinajului indusului — pentru ventilatorul aşezat în spatele maşinii, sau raza şaibei de strângere a colectorului — pentru ventilatorul spre partea colectorului).

Se recomandă ca diametrul gurii de intrare D_0 (fig. 36) să satisfacă relaţia:

$$D_0 = 0{,}9\ D_1; \tag{14.10}$$

în care D_1 este diametrul mediu al intrării în palete. Pentru lăţimea b_1 a paletelor la intrare se recomandă valoarea:

$$b_1 = (1{,}1 \ldots 1{,}25) \cdot 0{,}7 \frac{D_0}{4}. \tag{14.11}$$

Numărul paletelor ventilatorului influenţează randamentul hidraulic, care este cuprins în η:

$$\frac{1}{\eta_h} = \frac{H_\infty}{H} = 1 + \frac{m}{z_p} \frac{1}{1 + \frac{D_1^2}{D_2^2}}, \tag{14.12}$$

în care: η_h este randamentul hidraulic al ventilatorului;
m — coeficient având valoarea cuprinsă în limitele 1,6...2;
z_p — numărul paletelor;
D_1 — diametrul interior al ventilatorului;
D_2 — diametrul exterior al ventilatorului;
H_∞ — presiunea creată de un ventilator cu un număr de palete infinit;
H — presiunea creată de ventilatorul real.

Ordinea în care se fac calculele pentru dimensionarea ventilatorului este următoarea: Diametrul D_2 este în general impus de spaţiul disponibil în maşină. Presupunem deasemenea cunoscut debitul necesar Q, debitul maxim ($Q_{max} = 2\,Q$ sau $Q_{max} = 3{,}33\,Q$) şi turaţia n. Din relaţiile (14.5) şi (14.6) se deduce lăţimea b_2 a paletelor la eşire. Cunoscând rezistenţa Z a circuitului pe care debitează ventilatorul se poate determina presiunea statică H necesar a fi produsă de ventilator, cu relaţia $H = ZQ^2$ (a se vedea mai departe relaţia 15.1). Se poate determina acum presiunea de mers în gol H_0 din relaţia (14.4). In consecinţă din relaţia (14.1) se poate determina viteza periferică v_{u1} la intrarea aerului, iar din relaţia (14.2) se determină diametrul interior D_1. Lăţimea paletelor la intrare, b_1, se poate lua egală cu b_2, sau mai bine se determină din relaţia (14.8).

După dimensionarea definitivă a ventilatorului, se face o verificare a secţiunilor periculoase la acţiunea forţelor centrifuge şi la şocurile de pornire sau de schimbare de sens.

e) Calculul ventilaţiei maşinilor electrice rotative

15. **Principiile metodei.** Calculul ventilaţiei are de scop stabilirea debitelor şi vitezei curenţilor de aer în diferitele părţi ale maşinii, pentruca ulterior să se poată face calculul încălzirii. In acest scop trebue în prealabil să se calculeze rezistenţele căilor de circulaţie a aerului.

Pentru a simplifica calculele, se introduce noţiunea de rezistenţă a unei căi de aer, care este definită ca raportul dintre diferenţa de presiune la capetele căii şi patratul debitului de aer care străbate calea:

$$Z = \frac{H}{Q^2} \left[\frac{\text{mm col. apă}}{\text{m}^6/\text{s}^2}\right]. \tag{15.1}$$

Pentru debite variabile, acest raport este constant.

Rezistenţele căilor de aer se datoresc schimbărilor de secţiune, coturilor şi frecărilor în canale.

Pentru intrări în canale şi coturi, rezistenţele se calculează cu relaţia:

$$Z = \frac{\xi}{S^2} \left[\frac{\text{mm col. apă}}{\text{m}^6/\text{s}^2}\right], \tag{15.2}$$

în care: S este secţiunea căii de aer, în m²;
ξ — coeficient care depinde de natura rezistenţei, în $\frac{\text{mm col apă}}{\text{m}^4/\text{s}^2}$;

Pentru coeficientul ξ se pot lua valorile uzuale din tabela 3.

Tabela 3. Valori uzuale pentru coeficientul ξ

Natura rezistenţei	Coeficientul ξ, în $\frac{\text{mm col. apă}}{\text{m}^4/\text{s}^2}$
Gură de intrare cu margini ieşite	62×10^{-3}
Gură de intrare cu muchii în unghi drept	30×10^{-3}
Gură de intrare cu muchii racordate*)	$(0 \ldots 12{,}5) \times 10^{-3}$
Cot la 135°	32×10^{-3}
Cot la 90° cu muchii drepte	70×10^{-3}
Cot la 90° rotunjit	32×10^{-3}

Variaţiile de secţiune dealungul căii de aer dau rezistenţe locale, care se pot calcula cu ajutorul curbelor din fig. 38. In cazul unei lărgiri de secţiune:

$$\left.\begin{aligned} Z &= \frac{\xi}{S_1^2}; \\ \mu &= \frac{S_1}{S_2}, \end{aligned}\right\} \tag{15.3}$$

în care: S_1 este secţiunea mică, în m²;
S_2 — secţiunea mare, în m².

*) Dacă raza de racordare este egală cu diametrul conductei, $\xi = 0$

In cazul unei îngustări a conductei:

$$\left.\begin{aligned} Z &= \frac{\xi}{S_2^2}\,; \\ \mu &= \frac{S_2}{S_1}\,, \end{aligned}\right\} \qquad (15.4)$$

în care: S_1 este secţiunea mare, în m²;
S_2 — secţiunea mică, în m².

Pentru canalele înguste matriţate în tole (canale axiale), coeficientul de rezistenţă ξ este dat de relaţia:

$$\xi = \frac{6{,}25\, l}{D}\, 10^{-3} \left[\frac{\text{mm col. apă}}{\text{m}^4/\text{s}^2}\right], \qquad (15.5)$$

în care: l este lungimea canalului;
D — diametrul canalului.

Pentru canale cu pereţi netezi:

$$\xi = \frac{1{,}55\, l}{D}\, 10^{-3} \left[\frac{\text{mm col. apă}}{\text{m}^4/\text{s}^2}\right]. \qquad (15.6)$$

In cazul când conducta are o secţiune dreptunghiulară (fig. 39) se introduce în calcul un diametru fictiv echivalent:

$$D = \frac{2a\,b}{a + b}. \qquad (15.7)$$

Calculul debitelor în diferite căi de aer se face ca într'o schemă electrică, pe baza a două legi fundamentale, analoge cu legile lui Kirchhoff din electrotehnică.

α) Intr'un circuit închis cu diferite porţiuni de rezistenţă Z_i, parcurse respectiv de debitele Q_i, suma produselor $Z_i\, Q_i^2$ este egală cu suma presiunilor statice produse de ventilatoare

$$\sum Z_i\, Q_i^2 = \sum H \qquad (15.8\ a)$$

β) Suma debitelor care intră într'un nod este nulă

$$\sum Q_i = 0. \qquad (15.8\ b)$$

Ca o consecinţă a acestor legi, căile de aer în serie sau în paralel se pot înlocui cu o cale de aer echivalentă, având rezistenţa echivalentă Z dată de relaţia:

— pentru căi de aer în serie

$$Z = \sum Z_i\,, \qquad (15.9)$$

— pentru căi de aer în paralel

$$\frac{1}{\sqrt{Z}} = \sum \frac{1}{\sqrt{Z_i}} \qquad (15.10)$$

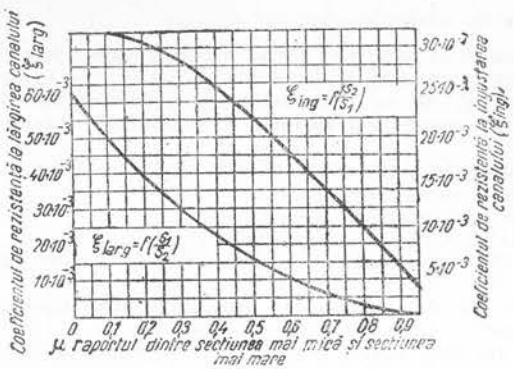


Fig. 38. Coeficienţii de rezistenţă a căilor de aer, în cazul variaţiilor de secţiune.

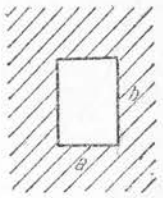


Fig. 39. Canal cu secţiune dreptunghiulară.

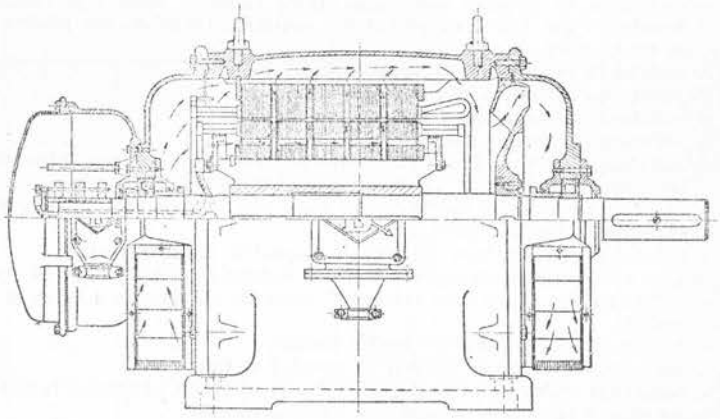


Fig. 40. Mersul curenţilor de aer într'o maşină asincronă.

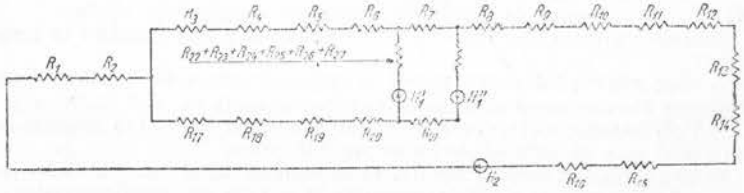


Fig. 41. Schema echivalentă a căilor de aer într'o maşină asincronă.

16. Maşina asincronă.

α) *Calculul rezistenţelor căilor de aer.* S'a arătat într'un paragraf precedent că sistemul de ventilaţie al unei maşini depinde de felul ei de construcţie: deschisă, protejată sau capsulată. In fig. 40 se arată mersul curenţilor de aer într'o maşină asincronă protejată, cu ventilatorul lucrând prin absorbţie, caz foarte frecvent întâlnit.

Maşinii din fig. 40 îi corespunde o schemă a căilor de aer, indicată în fig. 41, în care diferitele notaţii au următoarele semnificaţii:

R_1 — rezistenţa la intrarea în maşină;
R_2 — rezistenţa produsă de destinderea aerului în scut;
R_3 — rezistenţa provenită din strangularea aerului la capetele bobinei opuse ventilatorului;
R_4 — rezistenţa la intrarea aerului în canalul periferic dintre carcasă şi pachetul de tole stator;
R_5 — rezistenţa provenită din două coturi la circa 135° ale curentului de aer la intrarea în canalul periferic;
R_6, R_7, R_8 — rezistenţe provenite din frecarea aerului în canalul periferic;
R_9 — rezistenţa la ieşirea din canalul periferic;
R_{10} — rezistenţa din cauza cotului de circa 135°;
R_{11} — rezistenţa la lărgirea curentului între capetele bobinei şi ventilator;
R_{12} — rezistenţa din cauza cotului la 90° rotunjit, făcut de aer pentru a intra în ventilator;
R_{13} — rezistenţa la intrarea în ventilator;
R_{14} — rezistenţa la ieşirea din ventilator;
R_{15} — rezistenţa la îngustarea din gura de ieşire;
R_{16} — rezistenţa la ieşirea din maşină;
R_{17} — rezistenţa provenită din ştrangularea curentului de aer între căpăcelul interior al scutului şi capetele bobinelor rotorului;
R_{18} — rezistenţa provenită din prezenţa unui cot la circa 135°, pentru ca aerul să intre în canalul axial rotoric;
R_{19} — rezistenţa la intrarea aerului în canalul axial rotoric;
R_{20}, R_{21} — rezistenţe provenite din frecarea aerului în canalul axial al rotorului;
R_{22} — rezistenţa din cauza unui cot la 90° făcut de aer pentru a intra în canalul radial;
R_{23} — rezistenţa la intrarea în canalul radial;
R_{24} — rezistenţa din cauza frecării în canalul radial;
R_{25} — rezistenţa datorită măririi progresive a secţiunii canalului radial;
R_{26} — rezistenţa la ieşirea aerului din canalul radial;
R_{27} — rezistenţa datorită cotului la 90° făcut de aer pentru a trece în canalul periferic;
H_1', H_1'' — diferenţele de presiune create de ventilatoarele formate de distanţierii dintre pachetele de tole ale rotorului;
H_2 — diferenţa de presiune creată de ventilatorul maşinii.

Schema mersului curenţilor de aer prin maşină a fost stabilită în următoarele ipoteze:

— Scuturile maşinii sunt suficient de spaţioase pentru ca să poată forma un fel de rezervor din care aerul să fie aspirat şi apoi evacuat în mod uniform şi liniştit.

— Prin întrefier nu trece niciun curent de aer, dat fiind că în maşinile asincrone obişnuite el este de ordinul zecimilor de milimetru.

Pentru a rezolva schema din fig. 41 se impune calcularea diferitelor rezistenţe a căilor de aer, cum şi a caracteristicelor $H = f(Q)$ ale ventilatoarelor. Acestea se determină cum se arată în capitolul anterior (punctul d).

Pentru uşurinţa calculului diferitelor rezistenţe în căile de aer se poate întocmi o tabelă după modelul arătat în tabela 4.

Tabela 4. Calculul rezistenţelor căilor de aer

Ramura	Rezistenţa	Secţiunea S (m²)	S^2 (m⁴)	Caracteristica rezistenţei	ξ	Z
1. Curentul total	R_1	S_i	S_i^2	Gură cu margini ieşite	$62 \cdot 10^{-3}$	$\frac{62 \cdot 10^{-3}}{S_i^2}$
	R_2	S_i	S_i^2	Gură cu margini dreptunghiulare	$30 \cdot 10^{-3}$	$\frac{30 \cdot 10^{-3}}{S_i^2}$
	R_9	S_p	S_p^2	$\mu = \frac{S_p}{S_{b_2}}$	$\xi = f(\mu)$	$\frac{\xi}{S_p^2}$
	R_{10}	S_{b_2}	$S_{b_2}^2$	—	$32 \cdot 10^{-3}$	$\frac{32 \cdot 10^{-3}}{S_{b_2}^2}$
	R_{11}	S_p	S_p^2	$\mu = \frac{S_p}{S_{b_2}}$	$\xi = f(\mu)$	$\frac{\xi}{S_b^2}$
	R_{12}	S_{b_2}	$S_{b_2}^2$	—	$32 \cdot 10^{-3}$	$\frac{32 \cdot 10^{-3}}{S_{b_2}^2}$
	R_{13}	S_{v_1}	$S_{v_1}^2$	$\mu = \frac{S_{v_1}}{S_{b_1}}$	$\xi = f(\mu)$	$\frac{\xi}{S_{v_1}^2}$
	R_{14}	S_{v_2}	$S_{v_2}^2$	$\mu = \frac{S_{v_2}}{S_{v_1}}$	$\xi = f(\mu)$	$\frac{\xi}{S_{v_2}^2}$
	R_{15}	S_e	S_e^2	Gură cu margini dreptunghiulare	$30 \cdot 10^{-3}$	$\frac{30 \cdot 10^{-3}}{S_e^2}$
	R_{16}	S_e	S_e^2	Gură cu margini ieşite	$62 \cdot 10^{-3}$	$\frac{62 \cdot 10^{-3}}{S_e^2}$
2. Curentul periferic	R_3	S_{b_1}	$S_{b_1}^2$	$\mu = \frac{S_{b_1}}{S_{scut}}$	$\xi = f(\mu)$	$\frac{\xi}{S_{b_1}^2}$
	R_4	S_p	S_p^2	$\mu = \frac{S_p}{S_{b_1}}$	$\xi = f(\mu)$	$\frac{\xi}{S_p^2}$
	R_5	S_p	S_p^2	—	$2 \times 32 \cdot 10^{-3}$	$\frac{64 \cdot 10^{-3}}{S_p^2}$
	R_6, R_7, R_8	S_{pm}	S_{pm}^2	$\frac{l}{D}$	$\xi = f\left(\frac{l}{D}\right)$	$\frac{\xi}{S_{pm}^2}$

Ramura	Rezistenţa	Secţiunea S (m^2)	S^2 (m^4)	Caracteristica rezistenţei	ξ	Z
3. Curentul prin canalul rotoric	R_{17}	S_c	S_c^2	$\mu = \frac{S_c}{S_{scut}}$	$\xi = f(\mu)$	$\frac{\xi}{S_c^2}$
	R_{18}	S_c	S_c^2	—	$32 \cdot 10^{-3}$	$\frac{32 \cdot 10^{-3}}{S_c^2}$
	R_{19}	S_r	S_r^2	$\mu = \frac{S_r}{S_c}$	$\xi = f(\mu)$	$\frac{\xi}{S_r^2}$
	R_{20}, R_{21}	S_r	S_r^2	$\frac{l}{D}$	$\xi = f\left(\frac{l}{D}\right)$	$\frac{\xi}{S_r^2}$
4. Curentul prin canalul radial	R_{22}	S_r	S_r^2	—	$70 \cdot 10^{-3}$	$\frac{70 \cdot 10^{-3}}{S_r^2}$
	R_{23}	S_{a_1}	$S_{a_1}^2$	$\mu = \frac{S_{a_1}}{S_r}$	$\xi = f(\mu)$	$\frac{\xi}{S_{a_1}^2}$
	R_{24}	S_{a_m}	$S_{a_m}^2$	$\frac{l}{D}$	$\xi = f\left(\frac{l}{D}\right)$	$\frac{\xi}{S_{a_m}^2}$
	R_{25}	S_{a_1}	$S_{a_1}^2$	$\mu = \frac{S_{a_1}}{S_{a_2}}$	$\xi = f(\mu)$	$\frac{\xi}{S_{a_1}^2}$
	R_{26}	S_{a_2}	$S_{a_2}^2$	$\mu = \frac{S_{a_2}}{S_{p_m}}$	$\xi = f(\mu)$	$\frac{\xi}{S_{a_2}^2}$
	R_{27}	S_{p_m}	$S_{p_m}^2$	—	$70 \cdot 10^{-3}$	$\frac{70 \cdot 10^{-3}}{S_{p_m}^2}$

Notaţiile din tabela 4 au următoarele semnificaţii:

S_i — secţiunea gurii de intrare a aerului în maşină;
S_p — secţiunea de intrare a canalului periferic, egală cu cea de ieşire;
S_{b_2} — secţiunea disponibilă pentru trecerea aerului între ventilator şi capetele bobinei statorului;
S_{v_1} — secţiunea de intrare a ventilatorului;
S_{v_2} — secţiunea de ieşire a ventilatorului;
S_e — secţiunea gurii de ieşire a aerului din maşină;
S_{b_1} — secţiunea dintre capetele de bobină opuse ventilatorului şi peretele scutului;
S_{scut} — secţiunea de trecere a aerului prin scut, înainte de a reajunge la capetele de bobină opuse ventilatorului;

S_{p_m} — secţiunea medie a canalului periferic;
S_c — secţiunea dintre capetele de bobină rotor şi căpăcelul interior al scutului;
S_r — secţiunea canalului axial rotoric;
S_{a_1} — secţiunea de intrare a canalului radial;
S_{a_2} — secţiunea de ieşire a canalului radial;
S_{a_m} — secţiunea medie a canalului radial.

Diferitele secţiuni se pot măsura în mod destul de aproximativ pe un desen de ansamblul făcut la scară, al maşinii. Aproximaţia are însă mai puţină importanţă decât ar părea la prima vedere, din motive care se vor examina ulterior. La calculul frecărilor în canalul periferic, se consideră că acesta este divizat în canele mai mici de către aripile carcasei, care susţin pachetul de tole stator (fig. 42a). Se calculează frecarea într'un astfel de canal şi apoi se compun rezistenţele acestora în paralel, cu relaţia (15.10).

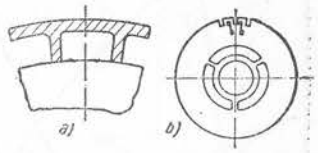


Fig. 42. Diverse canale longitudinale de conducere a aerului de ventilaţie.

Deasemenea, canalele radiale şi canalul axial al rotorului sunt compartimentate, primele de către distanţierii dintre pachetele de tole iar al doilea, prin însăşi ştanţarea tolelor sau prin spiţele butucului, dacă tolele nu sunt aşezate direct pe ax (fig. 42, *b*).

β) *Calculul debitelor de aer.* Cunoscând rezistenţele, schema din fig. 41 este complect determinată.

Această schemă se poate reduce succesiv la cele din fig. 43.

Pentru uşurinţa calculului, s'a făcut o aproximaţie, considerând canalele radiale de ventilaţie ca având punctele extreme comune, şi anume: începutul în mijlocul

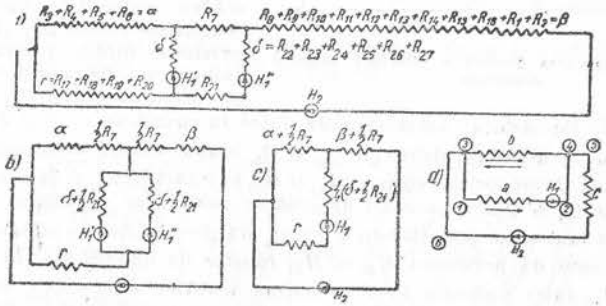


Fig. 43. Simplificarea schemei din fig. 41.

canalului axial rotoric, şi sfârşitul în mijlocul canalului periferic. Pentru a compune cele două ventilatoare în paralel, se ţine seamă de relaţiile:

$$\left.\begin{aligned} H_0 &= H_0' \\ Q_{max} &= 2Q_{max}' \end{aligned}\right\} \quad (\text{considerând } H_1' \equiv H_1'') \qquad (16.1)$$

unde H_0' şi Q_{max}' sunt caracteristicile ventilatoarelor H_1' şi H_1'' iar H_0 şi Q_{max} sunt caracteristicele ventilatorului echivalent H_1 care înlocueşte pe celelalte două.

Schema finală din fig. 43 se poate rezolva analitic, însă pe această cale se ajunge la calcule mai complicate. Din acest motiv, se foloseşte o rezolvare grafică mult mai expeditivă şi suficient de exactă (fig. 44).

Se reprezintă, pe o diagramă $H = f(Q)$, curbele caracteristice ale celor două ventilatoare H_1 şi H_2 şi curbele caracteristice rezistenţelor căilor de aer a, b şi c care sunt parabole cu vârful în origine — date de ecuaţiile:

$$\left.\begin{aligned} H_a &= aQ_a^2, \\ H_b &= bQ_b^2, \\ H_c &= cQ_c^2, \end{aligned}\right\} \qquad (16.2)$$

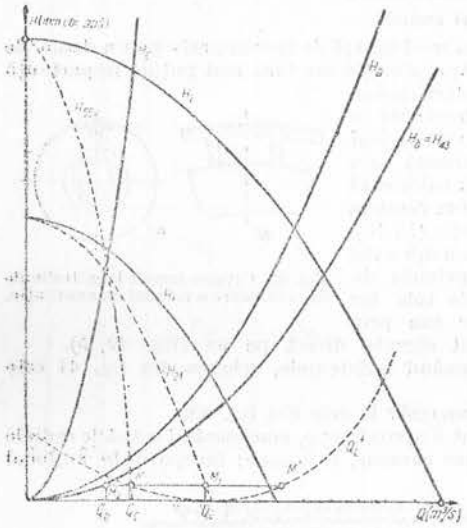


Fig. 44. Rezolvarea grafică a schemei maşinii asincrone.

în care Q_a, Q_b, Q_c reprezintă debitele de aer, iar H_a, H_b, H_c căderile de presiune în acele rezistenţe.

Curba caracteristică porţiunii de circuit cuprinsă între punctele *1* şi *2*, adică diferenţa de presiune H_{21} între punctele *2* şi *1* funcţie de debitul Q_a, se obţine scăzând din diferenţa de presiune H_1 — cretă de ventilatorul H_1 — căderea de presiune H_a (cauzată de rezistenţa a la un acelaşi debit). Practic, aceasta revine la a scădea ordonatele curbei H_a din ordonatele curbei H_1. Diferenţa de presiune dintre punctele *2* şi *1* trebue să fie egală cu diferenţa de presiune $H_b = H_{43}$ între punctele *4* şi *3*, iar debitul total Q_c care intră în circuitele *1—2* şi *3—4* este egal cu suma sau cu diferenţa debitelor Q_a şi Q_b (după sensul debitului prin b). O paralelă la axa absciselor taie curbele H_{21} şi H_{43} în punctele M_1 şi M_2, a căror abscise sunt debitele Q_a şi Q_b. Pe aceeaşi dreaptă se construesc punctele M' şi M a căror abscise sunt egale respectiv cu $Q_a + Q_b$ şi $Q_a - Q_b$. Aceste puncte sunt situate pe o curbă care dă presiunea $H_{43} = H_{21}$ funcţie de debitul Q_c. In acelaşi timp presiunea H_{56} între punctele *5—6* se obţine scăzând ordonatele curbei H_c din ordonatele curbei H_2. Punctul M caracteristic circuitului *5—6* se determină prin intersecţia curbelor H_{56} şi Q_c. Sensul debitului prin b este dela *3* la *4* dacă punctul M se află pe ramura Q_c^+ şi dela *4* la *3* dacă punctul M este situat pe ramura Q_c^-.

Fig. 44 reprezintă diagrama unei maşini rău ventilate, în care debitul are sensul dela *4* la *3*. Lucrul acesta este evident nefavorabil răcirii maşinii, deoarece face ca o parte din aerul de ventilaţie să se mişte în circuit închis, capetele bobinei opuse ventilatorului fiind astfel răcite de aerul care s'a încălzit în canalele axiale ale rotorului şi în canalele radiale. Pe de altă parte, din cauza acţiunii ventilatorului H_2, viteza aerului prin rezistenţa b va fi mică, ceeace deasemenea înrăutăţeşte răcirea.

Mergând înapoi spre schema iniţială desvoltată, se află debitele de aer care parcurg diferitele căi (fig. 45). Impărţind aceste debite cu diferitele secţiuni

medii, se determină vitezele aerului în orice loc este necesar. Pentru stator, de exemplu, interesează următoarele viteze:

— viteza aerului la capetele bobinei opuse ventilatorului;
— viteza aerului în canalul axial dintre pachetul de tole şi carcasă;
— viteza aerului în canalele radiale ale statorului;
— viteza aerului la capetele bobinei de lângă ventilator.

Folosind secţiuni medii, bineînţeles că se vor obţine viteze medii. Cunoaşterea acestor viteze permite calcularea diferiţilor coeficienţi de transmisie a căldurii, după relaţiile date în § 2.

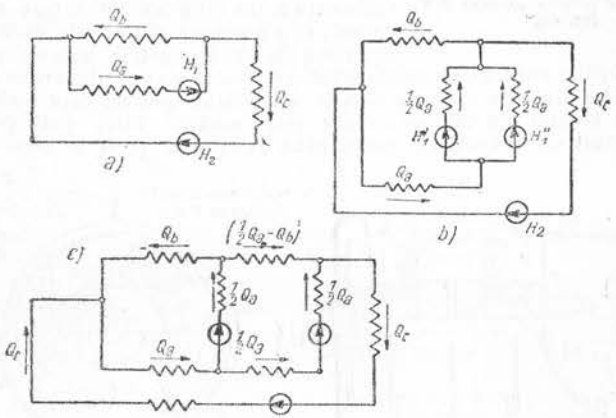


Fig. 45. Repartiţia debitelor de aer în diversele canale ale unei maşini asincrone.

17. Maşina de curent continuu. Mersul curenţilor de aer la o astfel de maşină, în forma cea mai simplă, este arătat în fig. 46.

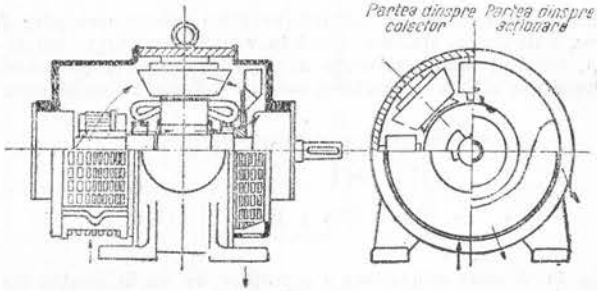


Fig. 46. Mersul curenţilor de aer la o maşină de curent continuu, ventilată axial.

Se calculează rezistenţele căilor de aer, după principiul indicat pentru maşina asincronă. Schema corespunzătoare este reprezentată în fig. 47, conform căreia aerul trece printr'o rezistenţă de intrare a, apoi se bifurcă: o parte trece prin canalul axial al rotorului, cu rezistenţa c, iar cealaltă parte trece printre

poli, întâmpinând rezistenţa *b*. Cei doi curenţi de aer se unesc, intră în ventilatorul maşinii H_1 printr'o rezistenţă *d*, şi apoi ies din maşină, prin rezistenţa *e*.

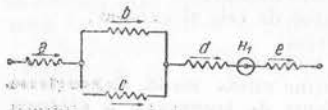


Fig. 47. Schema echivalentă a curenţilor de aer pentru maşina din fig. 46.

O maşină mai mare de curent continuu are însă un mers al curenţilor mult mai complicat (fig. 48). Schema căilor de aer a unei astfel de maşini este reprezentată în fig. 49. Aerul intră în maşină prin rezistenţa *a*, apoi se bifurcă: o parte tinde să intre între poli prin rezistenţa *b*, cealaltă parte tinde să intre în canalul axial rotoric, prin rezistenţa *c*. In rotor nu intră însă întreg acest curent, ci o porţiune din el este asvârlit în sens centrifug de către capetele bobinei rotorului şi, mai ales, de către eventualele palete montate frontal pe suprafaţa rotorului. Acesta este aerul care străbate canalele radiale ale bobinei polare, prin rezistenţa *d*. O altă parte a aerului din canalul rotoric este asvârlit între poli prin canalul radial, prevăzut cu distanţieri, parcurgând rezistenţa *g*. O a treia parte din

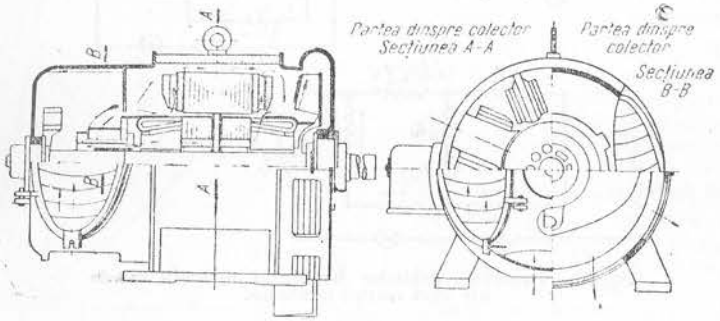


Fig. 48. Mersul curenţilor de aer la o maşină de curent continuu, ventilată axial şi radial.

curent este centrifugată iarăşi de paletele rotorice posterioare prin *j*. In sfârşit, curentul rotoric, unit cu cel statoric, intră în ventilatorul principal al maşinii prin *m* şi iese afară, trecând prin rezistenţa *n*. Bineînţeles că toate aceste rezistenţe rezultă din însumarea altora elementare, care se determină după cum s'a indicat.

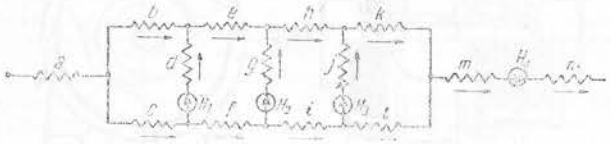


Fig. 49. Schema echivalentă a curenţilor de aer în maşina din fig. 48.

Astfel de scheme se rezolvă principial în acelaşi mod cum se rezolvă schema maşinii asincrone. Se calculează apoi repartiţia debitelor pe fiecare ramură, se determină vitezele respective şi coeficienţii de transmisie ai căldurii.

18. **Maşina sincronă.** Maşinile cu poli înnecaţi se calculează pe aceleaşi principii ca şi maşinile asincrone, cu deosebirea că, dacă întrefierul este mare

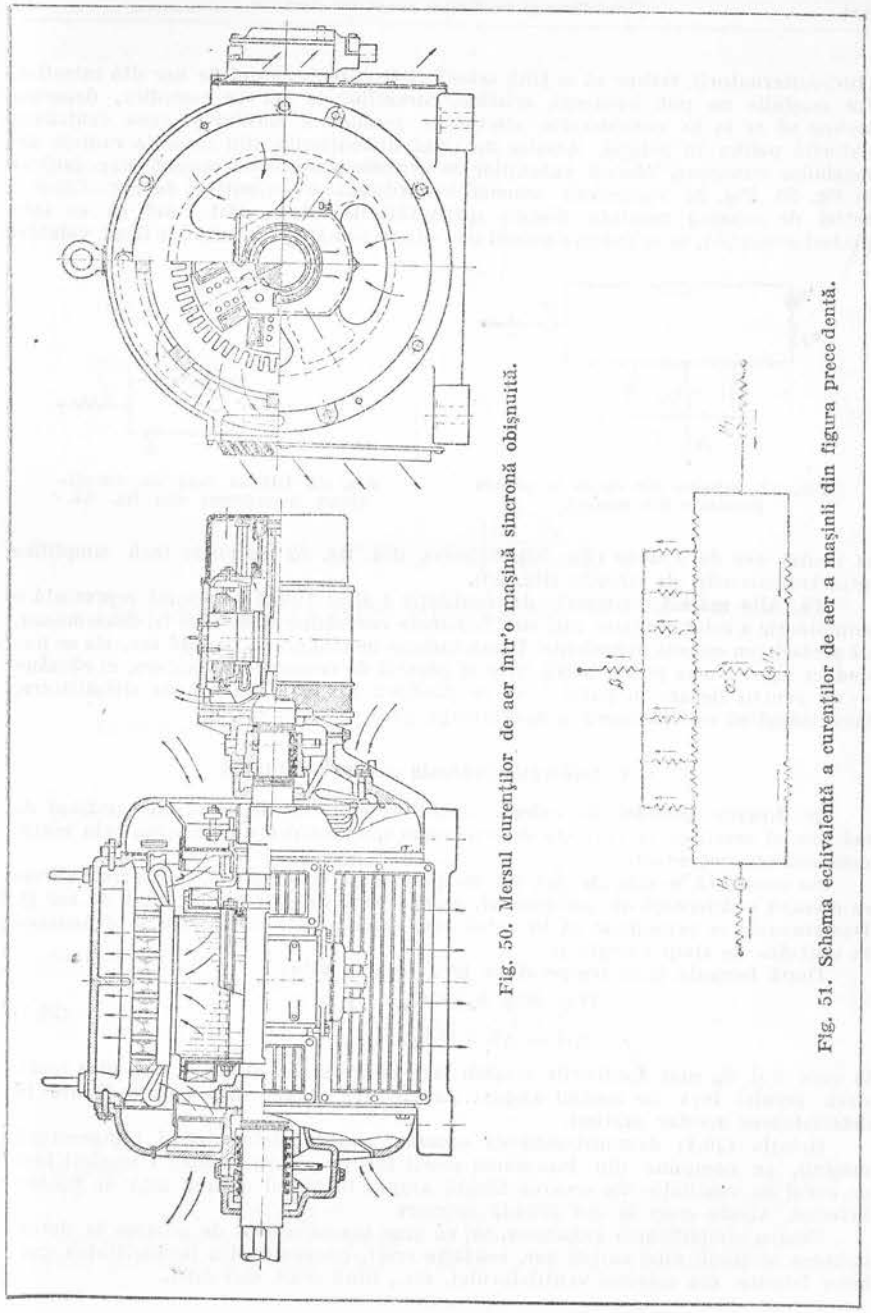


Fig. 50. Mersul curenţilor de aer într'o maşină sincronă obişnuită.

Fig. 51. Schema echivalentă a curenţilor de aer a maşinii din figura precedentă.

(turboalternatori), trebue să se ţină seamă şi de curentul axial de aer din întrefier. La maşinile cu poli aparenţi, schema curenţilor de aer se complică, deoarece trebue să se ia în consideraţie efectul de refulare a aerului în sens centrifug, datorită polilor în rotaţie. Aceştia au rolul distanţierilor din canalele radiale ale maşinilor asincrone. Mersul curenţilor de aer într'o astfel de maşină este indicat în fig. 50. Fig. 51 reprezintă schema simplificată a curenţilor de aer. Chiar o astfel de schemă prezintă destule dificultăţi de calcul. Dat fiind că ea este perfect simetrică, se calculează numai una dintre jumătăţi, rezultatele fiind valabile

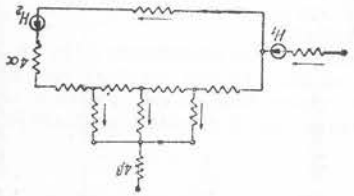


Fig. 52. Schema din figura 51 pentru jumătate din maşină.

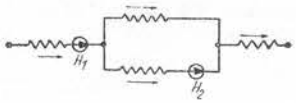


Fig. 53. Ultima fază de simplificare a schemei din fig. 52.

şi pentru cea de a doua (fig. 52). Schema din fig. 52 se poate încă simplifica prin transformări de circuite (fig. 53).

19. **Alte maşini.** Sistemele de ventilaţie a altor tipuri de maşini reprezintă o combinaţie a celor studiate mai sus. Schemele curenţilor de aer vor fi, deasemenea, de acelaşi gen cu cele precedente. Urmărindu-se mersul curenţilor de aer, ele se pot deduce uşor. Nu se poate da un criteriu general de rezolvare a acestora, ci rămâne — ca pentru fiecare în parte — să se găsească un mod specific de simplificare, care totuşi să nu introducă o aproximaţie prea mare în calcul.

f) Consideraţii generale asupra ventilaţiei

20. **Erorile metodei de calcul.** Este interesant să se determine ordinul de mărime al erorii în ce priveşte determinarea temperaturii unei maşini, prin metodele arătate precedent.

Se consideră o cale de aer de secţiune S şi rezistenţă Z, la capetele căreia se creează o diferenţă de presiune H, ceeace pune în mişcare un debit de aer Q. Deasemenea, se presupune că în aerul care trece prin această cale se evacuează în unitatea de timp energia p.

După formula (3.6) temperatura Θ a maşinii este:

$$\left.\begin{aligned} \Theta &= \vartheta + \vartheta_a + \Theta_m; \\ \Delta\Theta &= \Delta\vartheta + \Delta\vartheta_a. \end{aligned}\right\} \tag{20.1}$$

în care ϑ şi ϑ_a sunt încălzirile maşinii faţă de aerul de răcire şi respectiv încălzirea aerului faţă de mediul ambiat, iar $\Delta\Theta$, $\Delta\vartheta$ şi $\Delta\vartheta_a$ sunt erorile făcute în determinarea acestor mărimi.

Relaţia (20.1) demonstrează că eroarea, asupra determinării temperaturii maşinii, se compune din însumarea erorii făcute asupra încălzirii maşinii faţă de aerul de ventilaţie cu eroarea făcută asupra încălzirii aerului faţă de mediul exterior. Aceste erori se vor calcula succesiv.

Pentru simplificarea calculelor, se va ţine seamă numai de eroarea la determinarea secţiunii unei căi de aer, celelalte erori, provenite din inexactitatea curbelor folosite, din calculul ventilatorului, etc., fiind mult mai mici.

Fie:

$$\varepsilon = \frac{\Delta S}{S} \tag{20.2}$$

eroarea relativă de determinare a secţiunii.

Ecuaţia de bază a ventilatorului este:

$$H = H_0 \left(1 - \frac{Q^2}{Q^2_{max}}\right) = H_0 - \rho Q^2 . \tag{20.3}$$

Intr'o cale de aer:

$$H = ZQ^2 . \tag{20.4}$$

Din relaţiile (20.3) şi (20.4) rezultă:

$$Q = \sqrt{\frac{H_0}{\rho + Z}} = \sqrt{\frac{H_0}{\rho + \frac{\xi}{S^2}}} = S\sqrt{\frac{H_0}{\rho S^2 + \xi}} ; \tag{20.5}$$

$$v = \frac{Q}{S} = \sqrt{\frac{H_0}{\rho S^2 + \xi}} . \tag{20.6}$$

Logaritmând această ultimă expresie şi apoi diferenţiind-o, se obţine:

$$\frac{dv}{v} = -\frac{S\rho\, dS}{\rho S^2 + \xi} = -\frac{\rho}{\rho + Z}\,\frac{dS}{S} .$$

In mod analog, din expresia generală a coeficientului de transmisie al căldurii:

$$\alpha = \alpha_0 \left(1 + k\sqrt{v}\right);$$

logaritmând şi diferenţiind, se deduce

$$\frac{d\alpha}{\alpha} = \frac{k\, dv}{2\left(1 + k\sqrt{v}\right)\sqrt{v}} = \frac{k}{2\left(\frac{1}{\sqrt{v}} + k\right)} \cdot \frac{dv}{v},$$

de unde:

$$\frac{d\alpha}{\alpha} = -\frac{k\rho}{2(\rho + Z)\left(\frac{1}{\sqrt{v}} + k\right)}\,\frac{dS}{S} . \tag{20.7}$$

Pe de altă parte, conform relaţiei (6.4)

$$\frac{d\vartheta}{\vartheta} = -\frac{d\alpha}{\alpha}$$

şi final

$$\frac{d\vartheta}{\vartheta} = \frac{1}{2\left(1 + \frac{Z}{\rho}\right)\left(1 + \frac{1}{k\sqrt{v}}\right)}\,\frac{dS}{S} . \tag{20.8}$$

Pe de altă parte

$$\frac{\rho}{Z} = \frac{H_0}{H} \cdot \frac{Q^2}{Q^2_{max}} = \frac{H_0}{H}\left(1 - \frac{H}{H_0}\right) = \frac{H_0}{H} - 1 \tag{20.9}$$

Pentru ventilatoare obsnuite la care $Q = 0{,}5\ Q_{max}$, conform relaţiei (20.3) se obţine $H = 0{,}75\ H_0$, deci relaţia (20.9) devine

$$\frac{\rho}{Z} \approx 0{,}33 \tag{20.10}$$

Coeficientul k (intrând în calculul coeficienţilor de trasmisie ai căldurii şi depizând de natura şi de prelucarea suprafeţelor radiante) este apropiat de unitate şi infuenţează puţin eroarea asupra încălzirii ϑ. Viteza aerului v, având valori de ordinul zeci de metri pe secundă influenţează şi mai puţin această eroare. Cu $v = 16$ m/s şi $k = 1$, se obţine din relaţia (20.8).

$$\frac{d\vartheta}{\vartheta} \approx 0{,}1\,\frac{dS}{S} \tag{20.11}$$

Eroarea la calcularea încăzirii medii a aerului de ventilaţie se determină prin aceleaşi metode. Există relaţia:

$$\vartheta_a = \frac{P}{2cQ} = \frac{P}{2c}\sqrt{\frac{\rho + Z}{H_0}} = k_1\sqrt{\rho + Z}. \tag{20.12}$$

Logaritmând şi apoi diferenţiind această relaţie, se obţine:

$$\frac{d\vartheta_a}{\vartheta_a} = \frac{dZ}{2(\rho + Z)} \tag{20.13}$$

Din relaţia $Z = \dfrac{\xi}{S^2}$ se deduce

$$dZ = -\frac{2\xi dS}{S^3} = -2Z\,\frac{dS}{S}, \tag{20.14}$$

astfel încât:

$$\frac{d\vartheta_a}{\vartheta_a} = -\frac{Z}{\rho + Z}\,\frac{dS}{S} = -0{,}75\,\frac{dS}{S}. \tag{20.15}$$

Din compararea relaţiilor (20.11) şi (20.15) rezultă următoarele concluzii:

— eroarea făcută la determinarea încălzirii diferitelor părţi a maşinii faţă de aerul de răcire este mult mai mică decât eroarea făcută la determinarea încălzirii medii a aerului de răcire în interiorul maşinii.

— cele două erori sunt de sens contrar, astfel încât eroarea asupra determinării temperaturii maşinii se micşorează.

— în vederea unui calcul acoperitor este necesar ca eroarea $\Delta\Theta$ asupra determinării temperaturii maşinii să fie pozitivă (temperatura calculată să fie mai mare decât temperatura reală); în acest sens este preferabil ca secţiunile de trecere a curenţilor de aer să fie apreciate în minus ($\Delta S < 0$), dacă nu pot fi determinate exact; prin aceasta încălzirea maşinii faţă de aerul de răcire va fi apreciată în minus (datorită îmbunătăţirii coeficienţilor de transmisie a căldurii prin creşterea vitezelor), încălzirea aerului de răcire faţă de mediul exterior va fi apreciată în plus (datorită unui debit de aer mai mic ca o consecinţă a creşterii rezistenţei căilor de aer) iar ca rezultat temperatura maşinii va fi apreciată în plus.

21. Consideraţii asupra schemei optime de ventilaţie. Din cele arătate în paragrafele precedente, se poate observa că alegerea şi caracteristicele căilor de aer au o mare influenţă asupra temperaturii maşinii.

Alegerea schemei de ventilaţie este strâns legată de scopul folosirii maşinii şi de condiţiile ei de lucru. Pentru anumite tipuri de maşini, constructorii au stabilit, prin experienţă şi calcule, anumite sisteme de ventilaţie, care s'au consacrat prin rezultatele obţinute. Maşinile moderne utilizează o schemă mixtă, creând posibilitatea aerului de a circula atât în sens radial, cât şi în sens axial. Astfel, se folosesc avantajele ambelor sisteme de ventilaţie. Se pune problema să se aleagă forma şi dimensiunile căilor de aer, astfel încât debitul de aer pus în mişcare de ventilator să fie utilizat cu maximum de randament. Acest lucru se exprimă prin condiţiile:

— Coeficientul de transmisie al căldurii să fie cât mai mare, adică viteza aerului să fie cât mai mare. În consecinţă, la un debit dat secţiunea căilor de aer trebuie să fie mică.

— Diferenţa de temperatură între organele maşinii şi aerul de răcire în maşină să fie cât mai mare, deci pentru un ventilator dat să existe maximum de debit de aer, astfel încât încălzirea aerului de ventilaţie să fie cât mai mică. In consecinţă pentru un ventilator dat, secţiunea căilor de aer trebue să fie mare.

Aceste condiţii sunt contradictorii, astfel încât se deduce existenţa unui punct optim de funcţionare, dat de expresiile matematice:

$$\left.\begin{aligned} \vartheta &= f(v,\ Q), \\ Q &= \varphi_1(S), \\ v &= \varphi_2(S), \\ \vartheta &= f[\varphi_1(S),\ \varphi_2(S)]. \end{aligned}\right\} \tag{21.1}$$

$$\frac{d\vartheta}{dS} = \frac{d}{dS}\left\{f\left[\varphi_1(S)\ ,\ \varphi_2(S)\right]\right\} = 0. \tag{21.2}$$

Relaţia (21.2), reprezentând condiţia ca temperatura să fie minimă, determină mărimea optimă a lui S. Practic, această mărime se poate găsi prin încercări. In cele de mai sus, s'a considerat că lungimea căilor de aer, alt factor determinant al rezistenţei căilor de aer nu poate varia, fiind impusă de caracteristicele geometrice ale maşinii.

Pe de altă parte, pentru a avea o încălzire uniformă a pieselor maşinii, se va căuta să se dea posibilitatea căldurii să se evacueze în mod egal prin toate suprafeţele lor. Cu alte cuvinte, pierderile difuzate pe unitatea de suprafaţă radiantă să fie aproximativ constante. Acest lucru se obţine făcând o raţională distribuţie a debitului total de aer, între canalele axiale de ventilaţie şi cele radiale. Este însă indicat, să se evacueze puţin mai multă căldură prin suprafeţele cilindrice a pachetelor de tole, în comparaţie cu căldura evacuată prin suprafeţele laterale a pachetelor, dat fiind conductibilitatea ridicată a tolelor în sens radial.

Secţiunea canalelor radiale şi axiale se determină din condiţia generală (21.2).

Diferitele căi de aer fiind determinate, se calculează rezistenţa totală a maşinii, neţinând seamă de diferitele ventilatoare auxiliare (distanţieri, palete fixate pe rotor, etc.). Se dimensionează apoi ventilatorul principal, astfel încât în regim să funcţioneze la un debit reprezentând k% din debitul total necesar. Factorul k se aproximează iniţial după importanţa ventilatoarelor auxiliare, astfel încât, împreună cu ventilatoarele auxiliare, ventilatorul principal să lucreze la circa 50% din debitul său maxim. Prin aceasta se obţine dela ventilator maximul de randament.

Schema de ventilaţie, în special direcţia circulaţiei aerului, trebue să fie coordonată cu construcţia generală a maşinii. Dacă, de exemplu, un generator

funcţionează cuplat cu un motor cu ardere internă, aerul nu trebue să fie absorbit în maşină prin partea acţionării sale, deoarece în acest caz, aerul absorbit este încălzit de motor.

Pentru maşini cu turaţie variabilă este necesar să se cunoască comportarea ventilatoarelor la viteză variabilă şi să se ţină seama de aceasta la calculul încălzirii. Dacă se notează cu Q_1 şi P_{v1} debitul şi puterea ventilatorului la o turaţie n_1, debitul Q_2 şi puterea P_{v2} la o turaţie n_2 se determină cu relaţiile:

$$Q_2 = Q_1 \left(\frac{n_2}{n_1}\right)^2 \tag{21.3}$$

$$P_{v2} = P_{v1} \left(\frac{n_2}{n_1}\right)^3 \tag{21.4}$$

valabile pentru ventilatoare centrifugale.

Dacă maşina funcţionează cu cuplu aproximativ constant (deci pierderi aproximativ constante) scăderea turaţiei micşorează debitul furnizat de ventilator şi răcirea se înrăutăţeşte. In asemenea cazuri ventilatorul trebue să fie supradimensionat pentru turaţia nominală. In caz contrar trebue limitat cuplul maxim admis la turaţia minimă. Randamentul ventilatorului nu este prea mult influenţat de schimbarea turaţiei, dacă rezistenţa căilor de aer rămâne constantă.

In consecinţă, calculul schemei optime de ventilaţie a unui tip de maşină este destul de dificil, totuşi posibil. Dat fiind însă, că un astfel de calcul nu se face decât o singură dată pentru un anumit tip şi dat fiind sporul de putere câştigat de o maşină ventilată bine, se recomandă să se efectueze şi să se verifice apoi prin experienţă acest calcul.

B. Transformatori

22. **Generalităţi.** Ca în orice altă maşină electrică, şi la transformatori se pune problema evacuării căldurii, provenite din pierderi.

In general însă, problema spaţiului nu mai este atât de acută ca la maşinile rotative, astfel încât se poate face un calcul mai aproximativ al încălzirii, bazat mai mult pe coeficienţi empirici. Deasemenea, transformatorii fiind mai larg dimensionaţi (li se cere un randament foarte bun), pierderile pe unitatea de suprafaţă radiantă sunt mai mici decât la maşinile rotative.

Din punctul de vedere al răcirii se deosebesc şi în acest caz transformatori cu răcire naturală şi transformatori cu răcire forţată.

La transformatorii de mică putere bobinajul şi miezul de fier sunt în contact direct cu aerul înconjurător. La transformatorii mai mari, aceste părţi sunt aşezate într'o cuvă cu ulei. Uleiul prezintă dublul avantaj de a fi un bun izolant şi de a permite mărirea suprafeţelor radiante a transformatorilor, spre deosebire de maşinile rotative, la care mărimea suprafeţelor radiante este oarecum limitată.

Sporirea acestei suprafeţe se mai poate face prin crearea de ondule de tablă, sau prin amenajarea de ţevi, în care uleiul circulă în mod natural — din cauza diferenţei de temperatură şi deci, de densitate — între uleiul din partea superioară a cuvei şi cel din partea inferioară.

In cazul puterilor foarte mari, nici răcirea cuvei nu se mai face în mod natural, ci se recurge la o ventilaţie forţată, fie prin suflarea unui curent de aer, fie printr'o circulaţie de lichid refrigerent (apă, în majoritatea cazurilor). In instalaţiile moderne, însuşi uleiul din cuvă este pus în mişcare printr'un sistem de ţevi în circuit închis şi este răcit într'un refrigerent special, în exteriorul transformatorului.

23. **Transformatori cu răcire naturală în aer.** Este cazul transformatorilor de mică putere şi tensiune joasă. Căldura se disipează din bobinaje şi din miezul de fier, direct în aerul înconjurător.

Se poate considera, în mod aproximativ, că din bobinaje nu se elimină decât pierderile în cupru. Cu alte cuvinte, se neglijează schimbul de căldură dintre cupru şi fier, ceeace este suficient, deoarece, părţii care se înălzeşte mai mult, bobinaj sau miez, i se va calcula o temperatură mai mare decât în realitate, iar pentru partea cealaltă, deşi i se va găsi o temperatură inferioară celei reale, faptul nu prezintă importanţă, fiindcă aceasta neavând temperatura maximă a transformatorului, va fi sigur sub limita admisibilă.

In calcul se foloseşte formula clasică de transmisie a căldurii la starea de regim:

$$\vartheta = \frac{p}{\alpha A}, \tag{23.1}$$

în care ϑ este încălzirea corpului, faţă de mediu ambiant, în °C;

p — căldura produsă în corpul respectiv în unitatea de timp, în W;

α — coeficientul de transmisie al căldurii, în $\frac{\mathrm{W}}{\mathrm{m^2 \cdot grd}}$;

A — suprafaţa radiantă, în m².

Coeficientul α este dat de relaţia

$$\alpha = \alpha_r + \alpha_c, \tag{23.2}$$

în care: α_r este coeficientul de transmisie prin radiaţie;

α_c — coeficientul de transmisie prin convecţie liberă.

Pentru suprafeţele radiante obişnuite ale transformatorilor şi pentru temperaturi normale, se poate lua:

$$\alpha_r = 6 \frac{\mathrm{W}}{\mathrm{m^2 \cdot grd}}; \tag{23.3}$$

$$\left.\begin{aligned} \alpha_c &= 3{,}25 \sqrt[4]{\vartheta} \left[\frac{\mathrm{W}}{\mathrm{m^2 \cdot grd}}\right] \text{ pentru suprafeţe aşezate orizontal;} \\ \alpha_c &= 2{,}55 \sqrt[4]{\vartheta} \left[\frac{\mathrm{W}}{\mathrm{m^2 \cdot grd}}\right] \text{ pentru suprafeţe aşezate vertical.} \end{aligned}\right\} \tag{23.4}$$

Suprafaţa radiantă se determină din caracteristicele constructive ale transformatorului. In cazul când printre bobine sunt canale prin care poate intra aerul (de exemplu, când bobinajul este în galeţi), sau dacă în miez exită canale de răcire, se consideră ca suprafaţă radiantă numai un perete al canalului, în cazul când lăţimea acestuia este $b < 40$ mm, şi se pot considera ambii pereţi, numai când $b \geqslant 40$ mm. Transformatorii cu răcire în aer sunt totdeauna larg dimensionaţi, astfel încât acest calcul, deşi foarte aproximativ, este suficient. Un calcul mai exact se va indica în paragraful următor.

24. **Transformatori cu răcire naturală în cuvă cu ulei.** Este cel mai întâlnit tip de transformator. In acest caz se face un triplu schimb de căldură:

α) între părţile active ale transformatorului şi ulei;

β) între ulei şi cuvă;

γ) între cuvă şi mediul înconjurător.

Transmisia de căldură între părţile active ale transformatorului şi ulei se calculează exact ca la transformatorii din paragraful precedent, cu modificarea coeficientului de transmisie, care — pentru ulei — devine:

$$\alpha_{ul} = 38 \sqrt[4]{\theta} \left[\frac{\mathrm{W}}{\mathrm{m}^2 \cdot \mathrm{grd}}\right], \tag{24.1}$$

(valabil pentru temperaturi între 50 şi 70°C).

De exemplu, căderea de temperatură între bobinaj şi ulei este dată de relaţia:

$$\vartheta_1 = \frac{p_{Cu}}{\alpha_{ul} A_1} [°\mathrm{C}] \tag{24.2}$$

Fig. 54. Ondulă de răcire, la un transformator în ulei.

Transmisia de căldură dintre ulei şi peretele cuvei se face cu un acelaşi coeficient α_{ul}. S'a menţionat mai sus că suprafaţa radiantă a cuvei se măreşte totdeauna, fie prin crearea unor ondule, fie prin sistemul ţevilor. Se va considera cazul ondulelor. Deobicei, o ondulă are secţiunea ca în fig. 54.

Suprafaţa unei astfel de ondule se calculează cu relaţia:

$$A_0 = 2\,H \sqrt{\frac{b^2}{4} + h^2} \; [\mathrm{m}^2], \tag{24.3}$$

în care H este lungimea ondulei, măsurată pe generatoare, în m;
b — lăţimea ondulei la bază, în m;
h — înălţimea ondulei, în m.

Căderea de temperatură dela ulei la peretele cuvei va fi deci:

$$\vartheta_2 = \frac{p_t}{\alpha_{ul}\left(A_0 m + A_2\right)} [°\mathrm{C}], \tag{24.4}$$

în care: p_t sunt pierderile totale în transformator, în W;
A_0 — suprafaţa unei ondule, în m²;
m — numărul total de ondule;
A_2 — suprafaţa radiantă a cuvei, neacoperită de ondule, în m².

Nu se consideră ca suprafaţă de eliminare a căldurii prin cuvă nici fundul, nici capacul cuvei. Constructiv, există anumite limite în alegerea dimensiunilor ondulei. Astfel, pentru o bună circulaţie naturală a uleiului în interiorul ondulei, lăţimea ondulei la bază nu se face mai mică decât 15 mm.

Transmisia de căldură dela peretele cuvei la mediul ambiant se face prin dublul efect de convenţie şi de radiaţie. Suprafaţa utilă la convecţie este cea calculată mai sus adică $A_c = A_0 m + A_2$. Pentru radiaţie însă, se consideră ca suprafaţă utilă numai proiecţia suprafeţei ondulelor pe nişte plane paralele cu pereţii cuvei, aşa numita suprafaţă aparentă a cuvei. In acest caz, căderea de temperatură dintre peretele exterior al cuvei şi mediul ambiant este dată de relaţia:

$$\vartheta_3 = \frac{p_t}{\alpha_c A_c + \alpha_r A_a} [°\mathrm{C}], \tag{24.5}$$

în care: α_c este coeficientul de transmisie prin convecţie, în $\frac{\mathrm{W}}{\mathrm{m}^2 \cdot \mathrm{grd}}$;
A_c — suprafaţa radiantă reală a cuvei, în m²;
α_r — coeficientul de transmisie prin radiaţie, în $\frac{\mathrm{W}}{\mathrm{m}^2 \cdot \mathrm{grd}}$;
A_a — suprafaţa radiantă aparentă a cuvei, în m².

Relaţia de mai sus se poate pune sub forma:

$$\vartheta_3 = \frac{p_t}{A_a(\alpha_c \sigma + \alpha_r)} [°\mathrm{C}], \tag{24.6}$$

în care

$$\sigma = \frac{A_c}{A_a}. \tag{24.7}$$

Constructiv, ondulele nu se pot face prea apropiate una de alta, deoarece vecinătatea acestor suprafeţe încălzite ar împiedica o bună transmisie a căldurii. In practică distanţa dintre ondule se alege, egală cu dublul lăţimii la bază a ondulei.

Acest calcul permite determinarea temperaturii medii a uleiului. Temperatura uleiului variază însă, în interiorul cuvei, fiind mai mare la suprafaţă şi mai mică la fund. Temperatura maximă a uleiului este în funcţie de raportul dimensiunilor cuvei şi ale miezului.

Pentru construcţiile obişnuite, se poate lua

$$\vartheta_{2\,max} \approx 1{,}2\,\vartheta_2 \tag{24.8}$$

25. Transformatori cu răcire forţată. Pot fi răciţi în aer sau în ulei. Indiferent de aceasta, suprafaţa radiantă a transformatorului este scăldată de un curent de fluid, produs de un ventilator sau de o pompă.

Debitul de fluid necesar răcirii se determină cu relaţia

$$Q = \frac{p_t}{c\vartheta_a} [\mathrm{m}^3/\mathrm{s}], \tag{25.1}$$

în care: p_t sunt pierderile totale ale transformatorului, în W;
c — căldura specifică a fluidului, în $\frac{\mathrm{J}}{\mathrm{m}^3 \cdot \mathrm{grd}}$;
ϑ_a — încălzirea admisă pentru fluid, în °C.

Pentru aer se poate lua:

$$c = 1\,200 \; \frac{\mathrm{J}}{\mathrm{m}^3 \cdot \mathrm{grd}}; \tag{25.2}$$

$$\vartheta_a \approx 25\,°\mathrm{C}. \tag{25.3}$$

Coeficientul de transmisie prin radiaţie rămâne acelaşi, în schimb coeficientul de transmisie prin convecţie creşte după legea dată la capitolul maşinilor rotative:

$$\alpha = \alpha_0 \left(1 + k\sqrt{v}\right) \frac{\mathrm{W}}{\mathrm{m}^2 \cdot \mathrm{grd}}, \tag{25.4}$$

în care: α_0 este coeficientul de convecţie liberă, în cazul aerului, dat de relaţiile (23.4);
k — un coeficient care depinde de natura şi de prelucrarea suprafeţei radiante.

Afară de aer, se mai poate folosi ca fluid refrigerent, apa, circulând prin ţevi în interiorul uleiului. Apa este mai indicată, deoarece căldura ei specifică este foarte mare. Sistemul prezintă însă desavantajul unei foarte dificile etanşeităţi între ţevile cu apă şi uleiul din cuvă.

La transformatorii obişnuiţi, ca suprafaţă radiantă se utilizează chiar peretele exterior al cuvei cu ulei. Soluţia modernă însă, este de a crea o circulaţie exterioară a uleiului din cuvă. Uleiul este adus într'un răcitor special, în exterior, unde este ventilat puternic de un curent de aer. Sistemul prezintă şi avantajul de a stimula schimbul de căldură dintre bobinaj şi ulei.

C. Controlul temperaturilor în timpul funcţionării maşinilor electrice

26. **Maşini rotative.** In general, la maşinile mici şi mijlocii nu este necesar un control permanent în timpul funcţionării. Este suficient controlul făcut cu ocazia recepţiei, care, în cazul când se bănueşte un defect, se poate repeta.

In cazul maşinilor mari, se impune un control al temperaturilor diferitelor părţi mai solicitate ale maşinii, chiar în timpul funcţionării lor în sarcină. Se fac măsurători, deobicei, numai în punctele de cea mai înaltă temperatură din maşină. Astfel, la maşinile asincrone şi la statorii maşinilor sincrone, ventilate pe ambele părţi, punctele de temperatură maximă se găsesc la mijlocul pachetului de tole, atât în fier, cât şi în bobinaj. La bobinajele polare, maximul de temperatură se află, deobicei, în interiorul bobinei, în imediata apropiere a carcasei.

Aceste temperaturi se măsoară fie cu termometrul, fie cu ajutorul termocuplurilor. Termometrul este un instrument ieftin, simplu de manipulat şi dă indicaţii destul de precise. Prezintă însă desavantajul că nu poate fi montat decât în locuri uşor accesibile.

Termocuplurile sunt mai costisitoare şi au o aparatură mai complicată, în schimb, permit măsurarea temperaturilor în orice punct din maşină.

Temperatura fierului se poate măsura atât cu termometrul, cât şi cu termocuplul. In cazul termometrului, se prevăd anumite orificii unde se introduce rezervorul acestuia, pentru a fi în contact cât mai intim cu masa fier

Temperatura internă a bobinajelor se măsoară numai cu termocuplurile. Acestea se pot introduce uşor în interiorul crestăturilor sau în orice porţiune a bobinelor polare.

In cazul bobinajelor de excitaţie, se poate determina temperatura medie a cuprului, prin compararea rezistenţei ohmice la rece şi la cald. Măsura rezistenţei se poate face şi în timpul mersului, prin metoda voltmetrului şi a ampermetrului. Indicaţii mai puţin precise poate da această metodă şi în cazul bobinajelor rotorice de curent continuu.

Metoda se aplică şi la bobinajele statorice ale maşinilor asincronc şi sincrone.

La maşinile asincrone, măsurarea diferenţei de alunecare dela rece la cald, în sarcină, poate da valori estimative în privinţa temperaturii bobinajului rotoric.

27. **Transformatori.** La transformatori, măsurarea temperaturilor este o operaţie mult mai uşoară, dat fiind că aceştia sunt maşini statice. In mod obişnuit, este suficient controlul temperaturii maxime a uleiului, prin termometre aşezate pe conservator, unde uleiul este cel mai cald.

La transformatorii de mare putere se pot prevedea şi termocupluri, care să controleze temperaturile bobinaj elor.

XII. ÎNCERCĂRILE MAŞINILOR ELECTRICE

A. Încercările transformatorilor

1. **Generalităţi.** Incercarea transformatorilor necesită *):
- măsurarea raportului de transformare
- măsurarea rezistenţei înfăşurărilor
- încercarea în gol
- încercarea în scurtcircuit
- încercarea de încălzire
- verificarea clasei de conexiuni a înfăşurărilor
- probe de izolaţie, etc.

Din încercarea în gol şi scurtcircuit rezultă, prin calcul, căderea de tensiune la plină sarcină şi randamentul global al transformatorului.

Incercarea la curentul de scurtcircuit de şoc se execută numai la prototipuri şi pentru transformatorii care se utilizează în exploatarea redresorilor.

2. **Măsurarea raportului de transformare.** Raportul de transformare este raportul dintre tensiunea primară U_{01} şi tensiunea secundară U_{02}, măsurate la mersul în gol (STAS 1703-50).

Admiţând că, la mersul în gol nu sunt scăpări magnetice (adică se poate neglija căderea de tensiune datorită curentului de gol), raportul tensiunilor în gol este egal cu raportul numărului de spire. In cazul transformatorilor trifazaţi, intervine constanta k datorită conexiunii.

Tensiunile U_{01} şi U_{02} fiind tensiuni compuse (măsurate între faze), iar w_1 şi w_2 numărul de spire pe fază, rezultă raportul de transformare:

$$K = \frac{U_{01}}{U_{02}} = k\,\frac{w_1}{w_2};$$

Valorile constantei k sunt date în tabela 1.

Tabela 1

Simbolul grupei de conexiuni **)	k	Simbolul grupei de conexiuni	k
Dd-0 (A_1) şi *Yy*-0 (A_2)	1	*Dy*-5 (C_1) şi *Dy*-11 (D_1)	$1/\sqrt{3}$
Dd-6 (B_1) şi *Yy*-6 (B_2)	2	*Yd*-5 (C_2) şi *Yd*-11 (D_2)	$\sqrt{3}$
Dz-0 (A_3) şi *Dz*-6 (B_3)	2/3	*Yz*-5 (C_3) şi *Yz*-11 (D_3)	$2/\sqrt{3}$

*) A se vedea şi STAS 3035-52.

**) STAS-50— Semnificaţia notaţiilor (majuscule pentru înalta tensiune şi minuscule pentru joasa tensiune): — *Y* şi *y* — conexiunea stea
— *D* şi *d* — » triunghi
z — » zig-zag

Numărul multiplicat cu 30° indică decalajul între vectorii tensiunii înalte şi joase, care corespund unor perechi de borne omologe.

Măsurarea raportului de transformare este încercarea care necesită cea mai mare exactitate, deoarece abaterea admisă pentru valoarea raportului este foarte mică: $\pm$ 0,5 %.

α) *Metoda directă, sau a celor două voltmetre.* Transformatorul este alimentat în gol cu o tensiune redusă şi se măsoară tensiunea primară şi secundară cu ajutorul a două voltmetre (legate direct, sau prin intermediul transformatorilor de măsură, după caz).

In cazul transformatorilor trifazaţi, alimentarea se poate face în trifazat sau în monofazat, având grije să se lege aparatele la borne omoloage.

Se recomandă ca:

— voltmetrele utilizate să fie aparate de precizie, clasa 0,2, perfect comparabile între ele şi să aibă pe cât este posibil, aceeaşi amortizare;

— reţeaua de alimentare să aibă tensiunea cât mai stabilă;

— citirile să se facă simultan.

Când voltmetrele se leagă direct, căderea de tensiune la bornele secundarului care debitează pe rezistenţa voltmetrului, este în general neglijabilă; dar, dacă tensiunile nominale ale ambelor înfăşurări au valori apropiate, trebue făcut un calcul pentru a vedea care este ordinul de mărime al căderii de tensiune.

Aplicaţie. Transformator trifazat 2 500 kVA; 110 /60 kV, cu o cădere ohmică $u_R = 0.6\%$, la plină sarcină.

Cazul 1. Se măsoară raportul de transformare alimentând înfăşurarea de joasă tensiune sub 120 V. Pe partea de înaltă tensiune se obţin 220 V, care se citesc la un voltmetru cu o rezistenţă interioară de 1 000 Ω pentru 30 V, pe scara de 300 V.

Căderea de tensiune la măsurarea raportului este:

$$u_r = \frac{U_2}{I_2}\,\frac{1}{r}\,u_R\,;$$

$r = 10\,000\,\Omega$ (rezistenţa voltmetrului pe scara de 300 V).

$$I_2 = \frac{2\,500}{1{,}73 \cdot 110} = 13{,}2 \text{ A}.$$

Rezultă:

$$u_r = \frac{110\,000}{13{,}2} \cdot \frac{1}{10\,000} \cdot 0{,}6 = 0{,}5\%,$$ valoare care este de acelaşi ordin de mărime ca şi abaterea admisă.

Dacă s'ar fi utilizat un voltmetru portativ având o rezistenţă de 4 000 Ω pentru 300 V, s'ar fi obţinut:

$$u_r = 1{,}25\,\%,$$

adică peste dublul abaterii admise.

Cazul 2. Se măsoară raportul de transformare alimentând înfăşurarea de înaltă tensiune sub 220 V; se obţin 120 V pe partea de joasă tensiune, care se citesc la un voltmetru cu aceeaşi rezistenţă interioară (1 000 Ω pentru 30 V), dar pe scara de 150 V.

In acest caz:

$$r = 5\,000\,\Omega;$$

$$I_2 = \frac{2\,500}{1{,}73 \cdot 60} = 24{,}1 \text{ A};$$

şi

$$u_r = \frac{60\,000}{24{,}1} \cdot \frac{1}{5\,000}\,0{,}6 = 0{,}3\%,$$

adică o valoare inferioară celei precedente.

Rezultă că fiecare încercare constitue un caz care trebue examinat înainte de a alege procedeul de măsură.

Este bine ca măsurarea raportului de transformare să se facă pe fiecare fază, când este posibil; în acest caz, se va ţine seamă de succesiunea fazelor la conexiunea triunghi (după cum reiese din fig. 1 *a* şi *b*), pentru a determina faza corespunzătoare, pe partea secundară.

In cazul conexiunii zig-zag, înainte de montarea transformatorului în cuvă se va măsura totdeauna raportul de transformare după schema din fig. 2 (pe

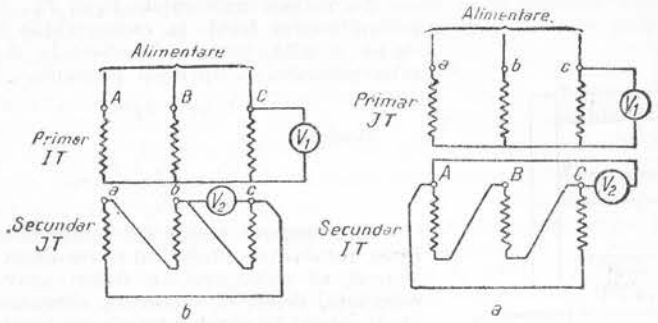


Fig. 1. Măsurarea raportului de transformare în trifazat, pe fiecare fază: *a* — conexiune *Dy*-11 (D_1); *b* — conexiune *Yd*-11 (D_2).

fiecare fază), utilizând pe partea secundară neutrul şi punctele α, β, γ; tensiunea secundară măsurată astfel reprezintă numai 1/3 din valoarea normală. Punctele α, β, γ nu sunt accesibile când transformatorul este montat în cuvă; în acest caz se vor măsura tensiunile între perechi de borne omoloage. Reţeaua de alimentare trebue să fie perfect echilibrată, pentru a evita erorile de măsură.

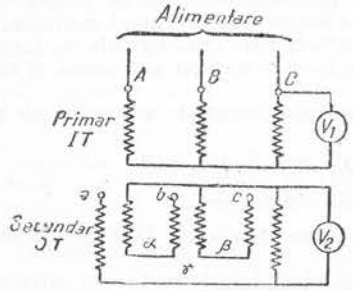


Fig. 2. Măsurarea raportului de transformare în trifazat, pe fiecare fază (conexiune zig-zag).

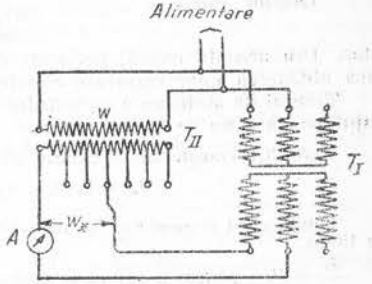


Fig. 3. Măsurarea raportului de transformare prin metoda opoziţiei.

β) *Metoda opoziţiei.* Transformatorul care trebue încercat, T_I, este legat în paralel (opoziţie) cu transformatorul auxiliar T_{II}, care are w spire pe partea primară şi un mare număr de prize pe partea secundară (fig. 3).

Se variază pe partea secundară numărul de spire, w_x, până când ampermetrul A nu indică nicio trecere de curent; în acest moment există egalitatea:

$\frac{w_2}{w_1} = \frac{w_x}{w}$, din care rezultă valoarea raportului de transformare (valorile w_x şi w sunt cunoscute).

γ) *Metoda rezistenţelor variabile.* Infăşurările de joasă şi înaltă tensiune de pe aceeaşi fază (având respectiv w_1 şi w_2 spire şi rezistenţa r_1 şi r_2) se leagă prin rezistenţele R_1 şi R_2 la bateria B, sub tensiunea E, astfel încât câmpurile produse de curenţii $I_1 = E / (R_1 + r_1)$ şi $I_2 = E / (R_2 + r_2)$ să fie opuse (fig. 4).

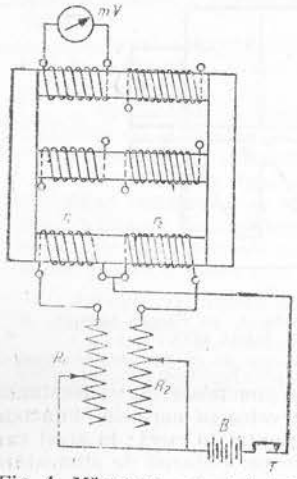


Fig. 4. Măsurarea raportului de transformare prin metoda rezistenţelor variabile.

Se variază rezistenţele R_1 şi R_2, până când milivoltmetrul legat la extremităţile înfăşurării de pe o altă fază, nu deviază la deschiderea întreruptorului T. In acest moment:

$$I_1 w_1 = I_2 w_2 .$$

Rezultă:

$$\frac{w_2}{w_1} = \frac{R_2 + r_2}{R_1 + r_1} .$$

3. **Măsurarea rezistenţei înfăşurărilor.** Măsurarea rezistenţei înfăşurărilor are drept scop, în general, să descopere un defect grav (lipituri necorecte, defect de material, conexiuni greşite, etc.); numai în cazul determinării încălzirii înfăşurărilor, este necesar să se facă o măsurare precisă.

Pentru înfăşurarea de joasă tensiune se întrebuinţează metoda punţii duble (Thomson), deoarece rezistenţele sunt foarte mici, iar pentru înfăşurarea de înaltă tensiune metoda punţii Wheatstone, rezistenţele fiind mari, de ordinul zecilor de ohmi (v. vol. I, cap. IV, § 183 şi 185).

Ceeace intervine deosebit în aceste măsurări, care se efectuează în curent continuu, este influenţa inductanţei considerabile a înfăşurărilor. Din această cauză, perioada de stabilire a curentului este mare şi împiedică obţinerea unor rezultate exacte.

Timpul de stabilire a curentului se reduce mult, punând în scurtcircuit bobinajul pe care nu se fac măsurări.

Aplicaţie. Transformator trifazat 25 000 kVA; 120/150 kV având:

$$I_0 = 2{,}4\,\%; \quad u_R = 0{,}6\,\%; \quad u_k = 12\,\%.$$

Considerând alimentarea în monofazat, pe partea de 150 kV, se găseşte constanta de timp:

$\frac{L}{R} = 45$ s pentru a ajunge la 0,63 din curentul permanent;

$\frac{L}{R} = 129$ s pentru a ajunge la 0,95 din curentul permanent.

Punând în scurtcircuit înfăşurarea de 120 kV, constanta de timp se reduce la 0,128 s (adică de 350 ori mai mică).

Pentru a determina un defect de material (Cu, Al) prin măsurarea rezistenţei, se procedează astfel:

— se măsoară rezistenţa înfăşurării în stare rece;

— se încălzeşte înfăşurarea prin trecerea unui curent convenabil *);

*) Curentul maxim admisibil, când transformatorul este decuvat (în aer), are valoarea: $^2/_3\, I_n$ dacă transformatorul are răcirea naturală, $^1/_2\, I_n$ dacă transformatorul are răcire forţată.

— se lasă să se răcească şi se reface măsurarea rezistenţei; prin compararea valorilor obţinute se poate stabili gravitatea defectului, în special dacă ultima valoare este mai mare. In afara metodelor de măsură prin punţi se mai poate folosi metoda industrială şi metoda comparaţiei. (v. vol. I, cap. IV § 102 şi 105).

4. **Incercarea în gol.** Incercarea se face alimentând transformatorul în gol cu tensiunea şi frecvenţa nominală. Este necesar să se execute încercarea atât pe miezul împachetat, înainte de a monta înfăşurările, cât şi pe transformatorul complect montat (sub ulei). Scopul încercării este:

— determinarea eventualelor defecte de execuţie a miezului, manifestate prin zbârnâit, vibraţii, încălziri locale anormale, etc.;

— măsurarea pierderilor în gol p_0 care cuprind: pierderile în fier p_{Fe}, pierderile în cupru datorite curentului de gol $p_{0\,Cu}$ şi pierderile în dielectric p_d (ultimele două au în general valori foarte mici, predominând pierderile în fier);

— măsurarea curentului de gol, I_0.

Iniţial se încearcă miezul prevăzut cu o înfăşurare provizorie, astfel încât să se obţină acelaşi flux Φ ca şi în funcţionarea normală.

Tensiunea de alimentare poate ajunge până la 1 000 ... 1 500 V.

Numărul de spire w al înfăşurării provizorii, rezultă din relaţia:

$$U = 4{,}44\, w f\, \Phi,$$

care arată că se poate obţine acelaşi flux cu o tensiune redusă, dacă se reduce în acelaşi raport numărul de spire. Pentru a executa o încercare corectă, este necesar ca:

— spirele să fie uniform repartizate pe fiecare fază;

— să nu se utilizeze o tensiune prea mică (spire puţine), deoarece rezultă un curent prea mare; acesta produce un flux de scăpări care poate ajunge până la miezul de fier, mărind astfel pierderile; în general, nu se va trece de 400 A;

— în cazul transformatorilor trifazaţi, înfăşurarea provizorie să se lege în triunghi, pentru a obţine trei fluxuri identice. Aceasta se poate verifica astfel: se bobinează pe fiecare fază câteva spire de sârmă foarte subţire şi se constată dacă la bornele acestei înfăşurări suplimentare tensiunea este nulă. In cazul transformatorilor care lucrează cu inducţii ridicate (peste 14 000 gauşi), un flux armonică 3 se poate suprapune peste cel fundamental, dacă înfăşurarea este în stea; cele trei fluxuri armonică 3 fiind în fază, la bornele înfăşurării suplimentare va apare o tensiune. Fluxul armonică 3 se identifică prin aceea că tensiunea produsă nu este proporţională cu tensiunea de alimentare şi dispare când aceasta se reduce la jumătate.

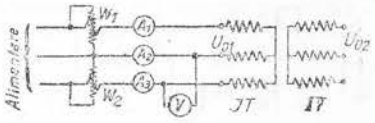


Fig. 5. Măsurarea pierderilor unui transformator trifazat, la mersul în gol.

Din valoarea găsită pentru p_0, se scad pierderile Lenz-Joule (RI_0^2) în înfăşurarea provizorie.

Incercarea miezului se termină cu o probă de 15 min sub o tensiune mărită cu 10 %. Incercarea în gol, pe transformatorul gata montat (sub ulei), se face după schema din fig. 5; pierderile se măsoară prin metoda celor două wattmetre (se pot utiliza şi trei wattmetre, cu punct neutru artificial).

Pentru wattmetre se va utiliza, în general, montajul amonte, iar voltmetrul se va lega în aval de circuitul serie al wattmetrului, pentru a măsura tensiunea chiar la bornele transformatorului (v. vol I, cap. IV. § 131).

In cazul transformatorilor trifazaţi, curentul de gol măsurat pe faza din mijloc este mai mic decât cei de pe fazele extreme, din cauza disimetriei circuitului magnetic; se va lua în considerare valoarea maximă a curentului.

Pentru a măsura cât mai exact pierderile (în special în cazul încercărilor de studiu), este necesar ca:

— tensiunea aplicată să fie pe cât posibil sinusoidală [1]) iar sistemul trifazat al tensiunilor să fie echilibrat;

— valoarea tensiunii aplicate U'_{01} să fie cât mai apropiată de valoarea nominală U_{n1}. Pentru diferenţe de $\pm 5\%$ se admite că pierderile în gol variază cu pătratul tensiunii, după relaţia:

$$p_0 = \left(\frac{U_{n1}}{U'_{01}}\right)^2 p'_0;$$

p'_0 corespunde tensiunii U'_{01};

— frecvenţa să fie cea nominală deoarece, la tensiune egală, pierderile în gol descresc dacă frecvenţa creşte;

— să se utilizeze wattmetre care dau deviaţia maximă pentru $\cos\varphi = 0{,}5$; 0,3 sau 0,25 (mai sensibile decât cele obişnuite, la care $\cos\varphi = 1$) deoarece, la mersul în gol $\cos\varphi$ este foarte mic (0,05—0,1), iar wattmetrele obişnuite sunt necorect utilizate (indicaţiile au valori apropiate, care totdeauna se scad).

Pierderile în gol reprezintă 0,5—1,5% din puterea nominală.

In cazul transformatorilor până la 10 000 kVA, se înregistrează un singur punct, la tensiunea nominală; pentru unităţi mai mari se vor determina trei puncte, corespunzând la 90%, 100% şi 110% din tensiunea nominală.

Alimentarea se va face prin intermediul unui transformator auxiliar, dacă valoarea tensiunii joase a transformatorului care se încearcă, este importantă.

Dacă măsurările se fac pe partea de joasă tensiune a transformatorului auxiliar, se vor scădea pierderile în fier (măsurate printr'o încercare în gol, sub tensiunea la care a fost utilizat) şi pierderile în înfăşurări prin efect Lenz-Joule (determinate printr'o încercare în scurtcircuit, sub curentul respectiv).

5. Incercarea în scurtcircuit

α) *Efectuarea încercării.* Scopul încercării este de a determina complect elementele diagramei tensiunilor (din care rezultă comportarea transformatorului în sarcină) şi pierderile în cuprul înfăşurărilor la plină sarcină.

Incercarea se execută atât pe transformatorul bobinat, înainte de încuvare, cât şi după montarea în cuvă (sub ulei), astfel:

— se scurtcircuitează una din înfăşurări (de preferinţă joasa tensiune), contactele fiind perfect realizate;

— se aplică pe cealaltă înfăşurare, progresiv, o tensiune redusă, până la obţinerea curentului nominal (la unităţi cu tensiuni mari, se poate merge numai până la 1/2 sau 1/3 din valoarea curentului nominal);

— se înregistrează: tensiunea U_k, curentul I_k şi puterea P_k.

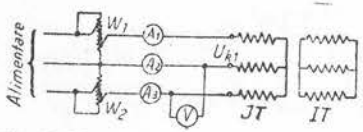


Fig. 6. Incercarea transformatorului în scurtcircuit.

Montajul este reprezentat în fig. 6. In acest caz, ampermetrul trebue citit cu cea mai mare atenţie. Ţinerea sub curent a transformatorului, în aer, nu trebue să depăşească 2 min, pentru a nu rezulta încălziri dăunătoare. Dacă I_n este curentul nominal al înfăşurării care se alimentează (egal sau nu cu I_k, după posibilitate) şi U_n tensiunea nominală, va rezulta:

[1]) Se ştie că pierderile hysteresis (pierderi predominante în tolele de bună calitate) variază cu factorul de formă β al curbei de tensiune. Astfel, p_h reprezentând pierderile în cazul unei unde sinusoidale (β = 1,11), pentru o undă oarecare cu factorul de formă β, pierderile vor fi: $p_h\left(\frac{\beta}{1{,}11}\right)$.

— tensiunea nominală de scurtcircuit %:

$$u_k = \frac{I_n}{I_k} \cdot \frac{U_k}{U_n} 100;$$

— factorul de putere la scurtcircuit:

$$\cos\varphi_k = \frac{p_k}{\sqrt{3}\, U_k I_k};$$

— căderea de tensiune ohmică %;

$$u_R = u_k \cos\varphi_k;$$

— căderea de tensiune inductivă %

$$u_X = u_k \sin\varphi_k;$$

— pierderile nominale la scurtcircuit:

$$p_{kn} = \left(\frac{I_n}{I_k}\right)^2 p_k \text{ watt};$$

— căderea de tensiune la plină sarcină %, pentru un factor de putere, $\cos\varphi$ oarecare:

$$u_\varphi = u'_\varphi + 0{,}5\, u''^2_\varphi;$$

unde

$$u'_\varphi = u_R \cdot \cos\varphi + u_X \sin\varphi;$$

$$u''_\varphi = u_R \cdot \sin\varphi - u_X \cdot \cos\varphi.$$

Din diagrama tensiunilor reprezentată în fig. 7 sub o formă simplificată rezultă variaţia căderii de tensiune pe partea secundară u_φ, la diferite sarcini şi pentru diferiţi factori de putere $\cos\varphi_2$.

Triunghiul tensiunilor este determinat prin încercarea în scurtcircuit, iar razele cercurilor sunt egale cu tensiunea secundară în gol U_{02}.

La orice sarcină, căderea de tensiune este maximă pentru decalajul secundar φ_2 egal cu decalajul interior la scurtcircuit φ_k, iar creşterea de tensiune este maximă pentru $\varphi_2 = 180° - \varphi_k$.

Puterea măsurată de wattmetre reprezintă pierderile prin efect Lenz-Joule în înfăşurări p_{Cu}, la care se adaugă pierderile suplimentare p_s; acestea din urmă se datoresc curenţilor turbionari (Foucault) în înfăşurări şi unei părţi a fluxului de scăpări, care poate circula în piesele magnetice sau nemagnetice, exterioare înfăşurărilor:

$$p_k = p_{Cu} + p_s.$$

Separarea acestor pierderi se poate face în două moduri:

a) se scad din p_k pierderile Lenz-Joule determinate prin măsurarea rezistenţelor, adică:

$p_s = p_k - p_{Cu} = p_k - 1{,}5\,(R_1 I_1^2 + R_2 I_2^2)$; rezistenţele R_1 şi R_2 sunt măsurate între două borne, indiferent de conexiunea înfăşurărilor; această metodă nu este exactă;

b) se efectuează o încercare în scurtcircuit, cu frecvenţa descrescătoare, astfel: se menţine constant curentul de alimentare, prin reglajul excitaţiei alternatorului, făcând să descrească viteza acestuia (prin reglajul vitezei motorului primar), deci şi frecvenţa. Se notează succesiv puterea indicată de wattmetre p_k şi frecvenţa f; se obţine curba reprezentată în fig. 8.

Pentru frecvenţa de 50 Hz, este suficient să se coboare până la 20 Hz, deoarece pierderile suplimentare se reduc foarte mult; prelungind curba, ordonata la

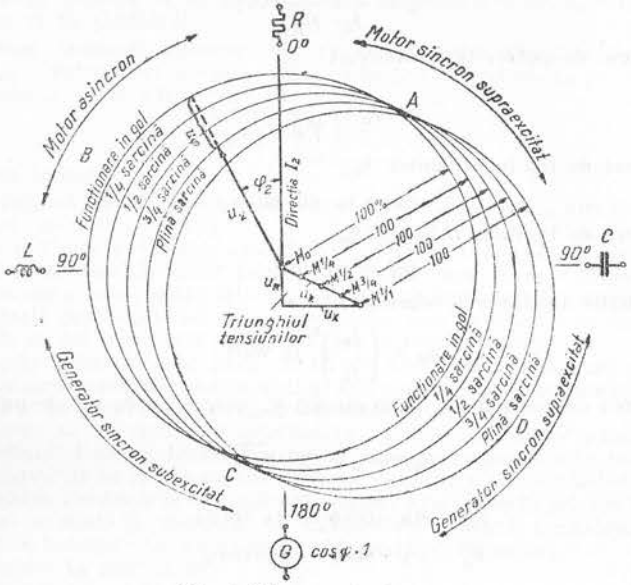


Fig. 7. Diagrama tensiunilor:
în sectorul ABC: cădere de tensiune; în sectorul ADC: creştere de tensiune.

origină măsoară pierderile prin efect Lenz-Joule, p_{Cu}, independente de frecvenţă (în timp ce pierderile suplimentare variază cu patratul frecvenţei).

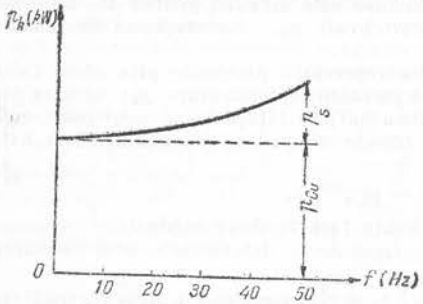


Fig. 8. Separarea pierderilor Lenz-Joule de pierderile suplimentare prin încercarea în scurtcircuit cu frecvenţă descrescătoare.

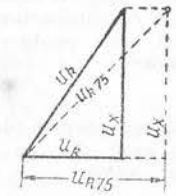


Fig. 9. Recalcularea tensiunii de scurtcircuit la 75°C.

Tensiunea de scurtcircuit u_k, şi pierderile p_k, măsurate la o temperatură oarecare a înfăşurării θ, trebue recalculate la 75°C (temperatura standard de lucru).

Recalcularea tensiunii de scurtcircuit, la 75°C (fig. 9)

Din încercare rezultă: u_k la temperatura θ şi cos φ_k; urmează:

$$u_R = u_k \cdot \cos\varphi_k$$
$$u_X = u_k \cdot \sin\varphi_k$$
$$u_{R-75} = u_R\,[1 + 0{,}004\,(75 - \theta)]$$
$$u_{k-75} = \sqrt{u_{R-75}^2 + u_X^2}$$

deoarece căderea de tensiune inductivă nu variază cu temperatura.

Recalcularea pierderilor în înfăşurări, la 75°C. Prin separarea pierderilor s'au obţinut valorile p_{Cu} şi p_s.

Considerând pierderile suplimentare produse numai de curenţii turbionari (Foucault) şi intrucât acestea scad când temperatura creşte, rezultă:

$$p_{k-75} = \frac{235 + 75}{235 + \theta}\,p_{Cu} + \frac{235 + \theta}{235 + 75}\,p_s = \frac{310}{235 + \theta}\,p_{Cu} + \frac{235 + \theta}{310}\,p_s.$$

Pentru aluminium, constanta 235 se înlocueşte cu 245.

Căderea de tensiune la plină sarcină u_φ, se poate determina direct cu abaca din fig. 9 bis, pentru $\cos\varphi = 0{,}7;\ 0{,}8;\ 0{,}9$ cunoscând pe u_X şi u_{R-75}.

Aplicaţie. Transformator 2 500 kVA; 15/6,3 kV; 96.2/229 A.

1. Valori măsurate la scurtcircuit: $I_k = 85{,}4$ A; $U_k = 600$ V; $p_k = 18\,400$ W; $\theta = 21°$ C.

Rezultă: $\cos\varphi_k = 0{,}207$; $\sin\varphi_k = 0{,}978$; $u_k = \frac{96{,}2}{85{,}4} \cdot \frac{600}{15\,000} \cdot 100 = 4{,}5\%$;

$u_R = 4{,}5 \cdot 0{,}207 = 0{,}93\%$; $u_X = 4{,}5 \cdot 0{,}978 = 4{,}4\%$;

$u_{R-75} = 0{,}93\,[1 + 0{,}004\,(75-21)] = 1{,}13\%$;

$u_{k-75} = \sqrt{1{,}13^2 + 4{,}4^2} = 4{,}54\%$.

Pierderile în înfăşurări la I_n:

$$p_{kn} = \left(\frac{96{,}2}{85.4}\right)^2 \cdot 18\,400 = 23\,300 \text{ W}.$$

Pierderile suplimentare (determinate cu frecvenţă variabilă): 3 200 W.

Pierderile în cuprul înfăşurărilor la 75°C;

$$p_{k-75} = 20\,100\,\frac{310}{235 + 21} + 3\,200\,\frac{235 + 21}{310} = 27\,040 \text{ W}.$$

Căderea de tensiune u_φ pentru $\cos\varphi = 0{,}7;\ 0{,}8;\ 0{,}9$ s'a determinat cu ajutorul abacei din fig. 9 bis pentru $u_{R-75} = 1{,}13\%$ şi $u_X = 4{,}4\%$:

cos φ	0,7	0,8	0,9
u_φ %	3,82	3,43	2,9.

2. Valori măsurate la mersul în gol (alimentare indirectă): $U_0 = 6\,300$ V; $p_0 = 7\,800$ W; $I_0 = 9$ A (3,95%).

3. Pentru cos $\varphi = 0{,}7;\ 0{,}8;\ 0{,}9$ pierderile în gol şi scurtcircuit s'au calculat în procente din puterea activă şi s'a obţinut randamentul la plină sarcină:

cos φ	0,7	0,8	0,9
p_0 %	0,45	0,39	0,35
p_{k-75} %	1,55	1,35	1,2.
Pierderi totale %	2	1,74	1,55
η %	98	98,26	98.45.

β) *Determinarea reactanţelor parţiale, în cazul transformatorilor cu trei înfăşurări.* Aceşti transformatori — utilizaţi în staţiile de interconexiune ale marilor reţele — sunt prevăzuţi cu trei înfăşurări: două principale, iar a treia deobicei de o putere şi tensiune mai redusă.

Fie *1, 2, 3* cele trei înfăşurări (fig. 10). Reactanţele parţiale X_1, X_2, X_3 (%) se pot determina în două feluri:

a) Se execută încercarea în scurtcircuit obişnuită, luând înfăşurările două câte două [1]). Se obţin astfel reactanţele X_{12}, X_{23}, X_{31} care, fiind exprimate în pro-

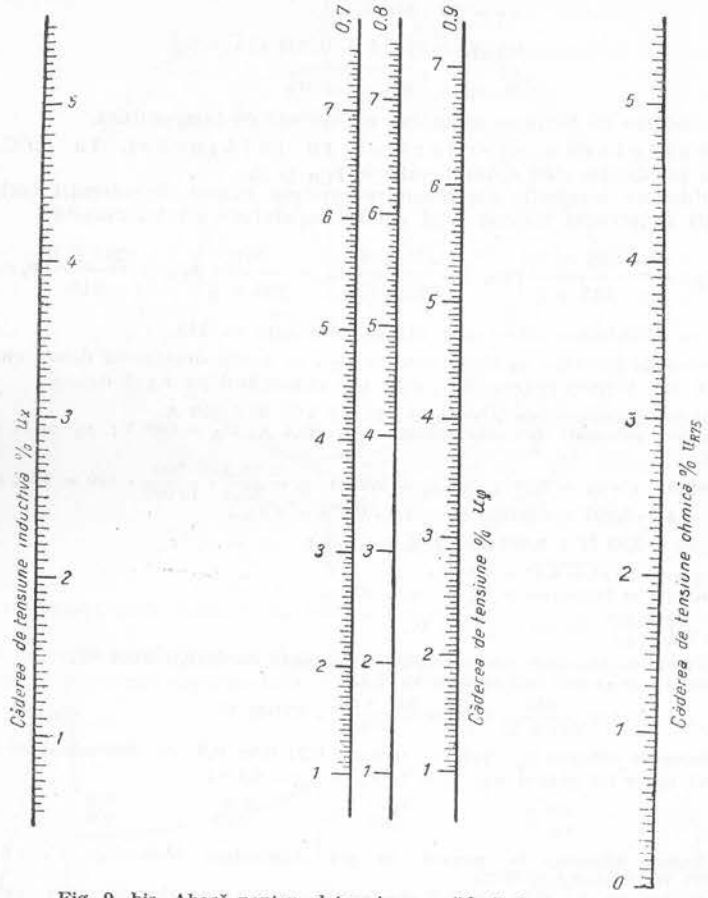


Fig. 9. bis. Abacă pentru determinarea căderii de tensiune u_φ (pentru cos $\varphi = 0{,}7$; 0,8; 0,9) cunoscând pe u_X şi $u_{R\,75}$.

cente, au aceleaşi valori ca şi tensiunile măsurate la încercarea în scurtcircuit.

Reactanţele parţiale rezultă din expresiile:

$$X_1 = \frac{1}{2}(X_{12} + X_{13} - X_{23}); \quad X_2 = \frac{1}{2}(X_{23} + X_{21} - X_{31});$$

$$X_3 = \frac{1}{2}(X_{31} + X_{32} - X_{12}).$$

[1]) Metodă desvoltată de M. Boiadjian.

b) Metoda directă. Fie *1* şi *2* înfăşurările principale ale transformatorului. (fig. 10).

Pentru a determina reactanţa parţială a înfăşurării *1* — de exemplu — se procedează astfel:

— se scurtcircuitează înfăşurarea *1*;

— se alimentează cu tensiune redusă, una din celelalte două înfăşurări (de exemplu înfăşurarea *2*);

— se măsoară tensiunea la bornele înfăşurării *3*, rămasă deschisă. Această tensiune, exprimată în procente, este reactanţa parţială X_1 a înfăşurării *1*.

Aplicaţie. Transformator 25 000 kVA; 110/50 kV.
Înfăşurarea *1*: 60 kV; 240 A (25 000 kVA);
înfăşurarea *2*:110 kV; 130 A (25 000 kVA);
înfăşurarea *3*: 10 kV; 520 A (9 000 kVA).

— Determinarea reactanţei X_1: se scurtcircuitează înfăşurarea *1* şi se alimentează înfăşurarea *2* până la curentul nominal (130 A); la bornele înfăşurării *3* se măsoară 915 V. Rezultă:

$$X_1 = \frac{915}{10\,000}\,100 = 9{,}15\%.$$

— Determinarea reactanţei X_2: se scurtcircuitează înfăşurarea *2* şi se alimentează înfăşurarea *1* cu 240 A; la bornele înfăşurării *3* se măsoară 30 V. Rezultă:

$$X_2 = \frac{30}{10\,000}\,100 = 0{,}3\%.$$

Determinarea reactanţei X_3: se scurtcircuitează înfăşurarea *3* şi se alimentează înfăşurarea *2* numai până la $130\,\frac{9\,000}{25\,000} = 46{,}8$ A, pentru a nu depăşi curentul nominal în înfăşurarea *3*, a cărei putere este doar 9 000 kVA; la bornele înfăşurării *1*, se măsoară 400 V. Raportând la curentul nominal al înfăşurării *2*, se obţine:

$$X_3 = \frac{1\,400}{60\,000}\,\frac{130}{46{,}8}\,100 = 6{,}5\%.$$

γ) *Determinarea reactanţei homopolare.* Incercarea este necesară pentru transformatorii care lucrează cu punctul neutru legat la pământ, direct sau prin bobină de stingere. Valoarea reactanţei este micşorată foarte mult de prezenţa unei înfăşurări în triunghi.

Incercarea se face alimentând monofazat, sub curentul nominal, înfăşurarea stea pusă în scurtcircuit; cealaltă înfăşurare rămâne deschisă (fig. 11 *a* şi *b*). Reactanţa homopolară a celor trei faze în paralel, este:

$$X_h = \frac{U_k}{I_k}\sin\varphi_k;$$

sin φ_k rezultă din indicaţiile wattmetrelor.

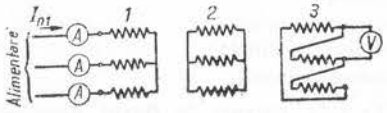


Fig. 10. Determinarea reactanţelor parţiale ale unui transformator cu trei înfăşurări, prin metoda directă.

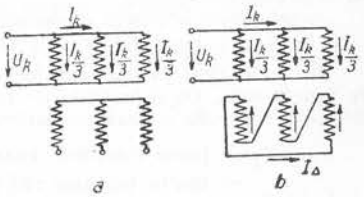


Fig. 11. Măsurarea reactanţei homopolare X_h: *a* — transformator fără înfăşurare în triunghi: reactanţă homopolară mare (25—35%%); *b* — transformator cu înfăşurare în triunghi: reactanţă homopolară mică (circa 2,5%).

Valoarea reactanţei pe fază este de trei ori mai mare, deoarece curentul pe fază este $I_k/3$.

Incercarea în scurtcircuit se repetă pe transformatorul montat în cuvă. In cazul transformatorilor care au înfăşurări în triunghi pierderile nu diferă, practic, de cele măsurate anterior; în cazul celor care n'au înfăşurări în triunghi, este de aşteptat o creştere a pierderilor, datorită curenţilor turbionari (Foucault) localizaţi în pereţii cuvei.

Transformatorii cu înfăşurări terţiare au în general două borne pe capac, prin legarea cărora se închide triunghiul terţiar.

Incercarea în scurtcircuit se face de două ori: cu triunghiul terţiar deschis şi închis; sunt de aşteptat pierderi mai mari în primul caz.

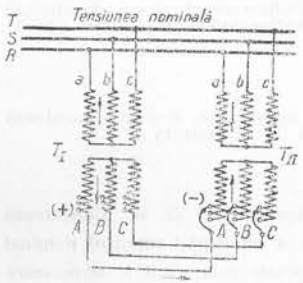


Fig. 12. Incercarea în opoziţie a doi transformatori identici, prin decalarea prizelor de reglaj.

6. **Incercarea de încălzire.** Scopul încercării este de a determina încălzirea înfăşurărilor şi a uleiului la funcţionarea în sarcină, valori care limitează puterea transformatorului.

Incercări directe în sarcină se execută foarte rar, deoarece în general nu se dispune de mijloace suficiente pentru încărcare.

Metodele de recuperare sunt cele mai întrebuinţate, în care caz reţeaua de alimentare furnizează doar pierderile.

α) *Metoda opoziţiei.* Se întrebuinţează mai ales când se dispune de doi transformatori identici.

Cazul 1. Cei doi transformatori, prevăzuţi cu trepte egale de reglaj, au tensiunea de scurtcircuit egală cu valoarea unei trepte. Montajul este arătat în fig. 12.

— bornele omologe sunt legate împreună, atât pe joasa, cât şi pe înalta tensiune;

— alimentarea se face, de exemplu, pe joasa tensiune, dela o sursă oarecare, cu tensiunea nominală;

— pe înalta tensiune, transformatorul T_I se găseşte pe treapta superioară (+), iar transformatorul T_{II} pe treapta inferioară (−) a reglajului.

Niciunul din cei doi transformatori nu lucrează exact în condiţiile normale de funcţionare. Dacă treptele de reglaj sunt $\pm 5\%$ şi se admite că în înfăşurarea de joasă tensiune a transformatorului T_I circulă curentul nominal, va rezulta:

T_I — joasa tensiune : curentul nominal;
— înalta tensiune : 95% din curentul nominal;
T_{II} — joasa tensiune : 95% din curentul nominal;
— înalta tensiune : 90% din curentul nominal.

In concluzie: fierul transformatorului T_I este parcurs de fluxul nominal, iar joasa tensiune a transformatorului T_{II} lucrează sub curentul nominal; niciuna din înfăşurările de înaltă tensiune nu este parcursă de curentul nominal.

Puterea absorbită dela sursă însumează pierderile în fier şi înfăşurările celor doi transformatori.

Aplicaţie (schema simplificată din fig. 13). Incercarea a doi transformatori de 500 kVA; 1 255/28 A; 10 300 ± 5% /230 V; $u_k = 4{,}75\%$; $i_0 = 6\%$.

Raportul de transformare la plină sarcină: $K_I = 45{,}1$; $K_{II} = 41$.

Pierderile în fier: $p_{Fe} = 3\,750$ W.

Pierderile în cupru, la 75°C: $p_{Cu} = 8\,000$ W

Calculul curentului de alimentare I_1. Puterea dewattată, absorbită din reţea ($U_1 = 238$ V):

$$Q = \frac{2\,(u_k + i_0)}{100}\,500 = \frac{2\,(4{,}75 + 6)}{100}\,500 = 107{,}5 \text{ kvar.}$$

Puterea wattată necesară pentru acoperirea pierderilor:

$$P = 2\,(p_{Fe} + p_{Cu}) = 2\,(3{,}75 + 8) = 23{,}5 \text{ kW}$$

Puterea aparentă (totală):

$$S = \sqrt{Q^2 + P^2} = \sqrt{107{,}5^2 + 23{,}5^2} = 110 \text{ kVA};$$

$$I_1 = \frac{S}{\sqrt{3}\,U_1} = \frac{110\,000}{1{,}73 \cdot 238} = 266 \text{ A.}$$

Calculul curenţilor I_2, I_3, I_4. Datorită curenţilor de magnetizare, raportul de transformare la plină sarcină în ambii transformatori nu este egal cu raportul curenţilor în cele două nfăsurări. Astfel:

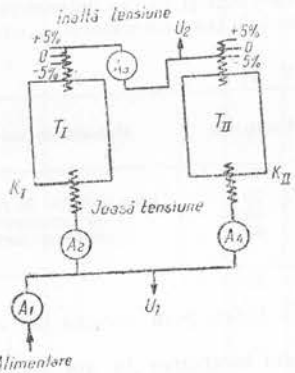


Fig. 13. Schema simplificată a încercării în opoziţie, din care reiese calculul curenţilor.

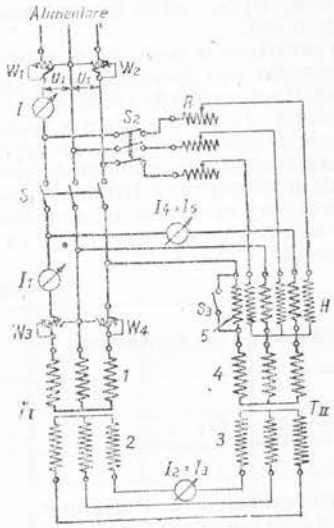


Fig. 14. Incercarea în opoziţie a doi transformatori trifazaţi, utilizând un transformator auxiliar H pentru reglajul sarcinii.
Intreruptorul S_3 este desenat numai pe o singură fază.

$$0{,}94\,\frac{I_2}{I_3} = K_I; \quad \frac{I_4}{0{,}94\,I_3} = K_{II} \text{ şi } I_2 - I_1 = I_4.$$

Rezultă:

$$I_2 = \frac{45{,}1}{0{,}94}\,I_3 = 48\,I_3;$$

$$I_2 - I_1 = 0{,}94 \cdot 41\,I_3 = 38{,}5\,I_3;$$

$$I_1 = 9{,}5\,I_3;$$

$$I_3 = \frac{266}{9{,}5} = 28 \text{ A};$$

$$I_2 = 48 \cdot 28 = 1\,344 \text{ A};$$

$$I_4 = 1\,344 - 266 = 1\,078 \text{ A.}$$

Transformatorul T_I este mai apropiat de condiţiile normale de funcţionare, deoarece are tensiunea nominală în înfăşurarea de joasă tensiune, curentul nominal în înfăşurarea de înaltă tensiune (28 A), iar curentul în înfăşurarea de joasă tensiune cu circa 7% mai ridicat (1 344 A în loc de 1 255 A).

Cazul 2. Este situaţia mai generală când, prin decalajul prizelor de reglaj nu se poate obţine încărcarea convenabilă a transformatorilor.

In acest caz se introduce un mic transformator auxiliar H, care are înfăşurarea legată în serie cu rezistenţa variabilă R şi este alimentat de aceeaşi sursă de tensiune (fig. 14).

Verificarea opoziţiei: se leagă un voltmetru în locul ampermetrului I_2, se închid întreruptoarele S_1 şi S_2 (în timp ce S_3 rămâne deschis) şi se aplică o tensiune redusă; dacă voltmetrul nu indică nimic, conexiunile sunt bine făcute.

Pentru a încărca transformatorii, se închid întreruptoarele S_1 şi S_2 (S_3 rămâne deschis), se aplică tensiunea nominală primară U_1 şi se reglează rezistenţa R, pentru a obţine curentul dorit I_1 — respectiv I_2.

β) *Metoda încălzirii în scurtcircuit.* Transformatorul se poate încerca izolat, prin următorul procedeu: se scurtcircuitează înfăşurarea secundară şi se aplică o tensiune redusă, astfel încât înfăşurarea primară să absoarbă curentul 1,5 I_n, timp de o oră.

In următoarele două ore se reduce curentul la 1,3 I_n; la începutul orei a 4-a se reduce din nou curentul, astfel încât puterea absorbită (citită la wattmetre) să fie egală cu pierderile totale în fier şi cupru (cunoscute din încercările în gol şi scurtcircuit). In această situaţie, uleiul se găseşte în condiţii normale de încălzire, iar cuprul înfăşurărilor este puţin supraîncărcat.

Când temperatura uleiului devine staţionară, se reduce curentul la valoarea nominală şi se menţine astfel încă $^1/_2$ — 1 oră, ceeace conduce la încălzirea normală a înfăşurărilor; după aceasta, se întrerupe curentul şi se fac măsurările necesare.

Incălzirile admisibile pentru toate elementele transformatorului, sunt indicate în tabela 2 (STAS 1703-50).

Tabela 2

Elementele transformatorului	Incălzirea	Metoda de măsurare
Bobinaje	70	prin variaţie de rezistenţă
Miezul (la suprafaţă)	75	cu termometrul
Uleiul (în straturile superioare)	60	cu termometrul

7. Determinarea randamentului.

α) *Metoda pierderilor separate.* Pierderile totale p în sarcină ale unui transformator sunt:

— pierderile în fier p_{Fe} determinate prin încercarea în gol sub tensiunea nominală;

— pierderile în cupru p_{Cu} determinate prin încercarea în scurtcircuit sub curentul nominal; rezultă randamentul:

$$\eta\,\% = \frac{(\text{Puterea utilă})_{kW}}{(\text{Puterea utilă})_{kW} + (\text{pierderile})_{kW}}\,100 =$$

$$= \frac{(\text{Puterea utilă})_{kVA} \cdot \cos\varphi}{(\text{Puterea utilă})_{kVA} \cdot \cos\varphi + (\text{pierderile})_{kW}}\,100,$$

sau

$$\eta\,\% = \frac{P_{kVA} \cdot \cos\varphi}{P_{kVA} \cdot \cos\varphi + (p_{Fe} + p_{Cu})_{kW}}\,100.$$

Valoarea randamentului depinde deci, de factorul de putere sub care funcţionează transformatorul [1]).

[1]) Randamentul nominal (STAS 1703-50) corespunde condiţiilor nominale de funcţionare, pentru $\cos\varphi = 1$ în secundar şi se determină cu ajutorul pierderilor măsurate în gol, p_0 şi în scurtcircuit, p_k:

$$\eta\,\% = \frac{P_{kVA}}{P_{kVA} + (p_0 + p_k)_{kW}}\,100.$$

Randamentul la diferite sarcini se poate determina direct cu ajutorul abacei din fig. 15, cunoscând pierderile în procente din puterea activă (se ţine deci seama de factorul de putere în sarcină).

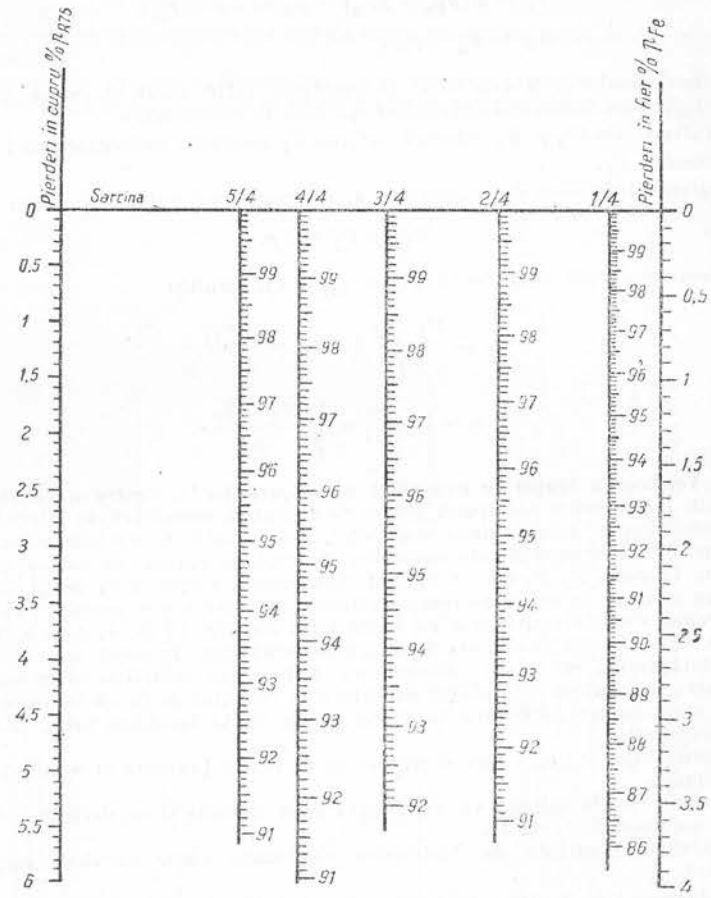


Fig. 15. Abacă pentru determinarea randamentului la diferite sarcini, cunoscând pierderile, în procente din puterea activă.

β) *Metoda opoziţiei.* Măsurările se fac cu ajutorul schemei din fig. 14, astfel:

— se închid întreruptoarele S_1 şi S_2 (S_3 rămâne deschis);

— se reglează rezistenţa R, pentru a obţine $I_2 = I_n$; se citeşte şi curentul I_4.

Wattmetrele W_1 şi W_2 măsoară puterea absorbită P_a, care reprezintă pierderile totale în transformatorii T_I şi T_{II}, inclusiv pierderile în transformatorul H şi rezistenţa R, notate cu p_H.

$$P_a = 2\,(p_{Fe} + p_{Cu}) + p_H = 2\,p + p_H\,;$$

$$2\,p = P_a - p_H\,.$$

Transformatorul H este tărat în prealabil, astfel încât se cunosc pierderile totale p_H, care corespund curentului I_4, citit la ampermetru.

Wattmetrele W_3 şi W_4 măsoară puterea P_I absorbită de înfăşurarea 1 a transformatorului T_I.

Puterea transmisă de înfăşurarea *4*, a transformatorului T_{II}, este:

$$P_{II} = P_I - 2\,p.$$

Transformatorii fiind identici ($\eta_I = \eta_{II} = \eta$), rezultă:

$$\eta_I = \frac{P_I - p}{P_I}\,; \quad \eta_{II} = \frac{P_{II}}{P_I - p}\,;$$

$$\eta = \sqrt{\eta_I \eta_{II}} = \sqrt{\frac{P_I - 2p}{P_I}}\,.$$

8. **Verificarea grupei de conexiuni a înfăşurărilor** [1]). Pentru a verifica dacă legăturile înfăşurărilor corespund grupei de conexiuni respective, se întrebuinţează o metodă simplă, a celor două woltmetre, care constă numai din măsurări de tensiune. Transformatorul este alimentat cu tensiune redusă, pe partea de înaltă tensiune (bornele *A*, *B*, *C*). In timpul măsurărilor, borna *A* se leagă cu borna *a* sau cu punctul neutru de pe joasa tensiune, dacă acesta este accesibil. Tensiunile care trebue măsurate şi modul de lucru reies din fig. 16 (*a*, *b*, *c*, *d*, *e*, *f*, *g*, *h*).

Se mai foloseşte şi metoda directă a cosfimetrului. In acest scop se alimentează înfăşurarea de joasă tensiune cu o tensiune redusă şi se montează un cosfimetru cu bobina de curent conectată la circuitul de joasă tensiune, iar cu bobina de tensiune conectată la circuitul de înaltă tensiune, între două faze corespunzătoare.

Alimentarea se poate face şi pe partea de înaltă tensiune la o valore redusă a tensiunii.

Cosfimetrul (fazmetrul) va avea scara cu 4 cadrane şi cu diviziuni din 30° în 30°, notate dela 1—la 12.

Diviziunea indicată de cosfimetru reprezintă chiar numărul grupei de conexiuni.

9. **Incercări de izolaţie.** Incercarea izolaţiei transformatorului, montat complect, necesită:

— încercarea de rigiditate dielectrică;
— încercarea la unde abrupte de tensiune;
— încercarea de izolaţie a spirelor.

Recent, se execută şi încercări cu undă de şoc, în deosebi pentru studiu. Ordinea probelor este cea arătată mai sus.

[1]) Pentru transformatorii până la 1 800 kVA, cu tensiuni până la 35 kV, conform STAS 1703-50, se prevăd numai grupele de conexiuni 11 (*D*), 5 (*C*) şi *Yy*-0 (A_2).

Inainte şi după fiecare probă este indicat să se facă o măsurare de rezistenţă; prin compararea rezultatelor se poate constata apariţia defectelor.

α) *Incercarea de rigiditate dielectrică.* In cazul transformatorilor obişnuiţi, cu două înfăşurări, se fac două încercări privind:

a) înfăşurarea de înaltă tensiune faţă de joasa tensiune şi masă (joasa tensiune legată la masă);

b) înfăşurarea de joasă tensiune faţă de înalta tensiune şi masă (înalta tensiune legată la masă).

Tensiunea de încercare, sinusoidală, este aplicată progresiv începând dela 50% din valoarea întreagă, astfel ca în circa 10 s să se ajungă la valoarea întreagă,

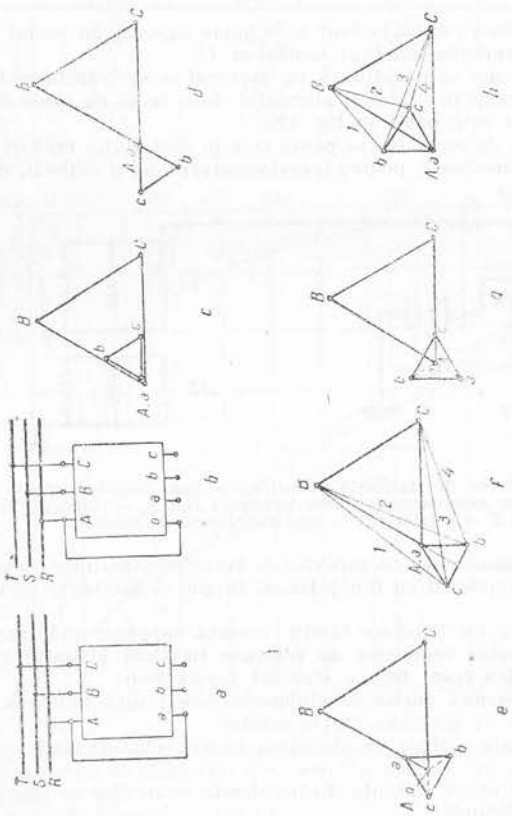


Fig. 16. Verificarea grupei de conexiuni a înfăşurărilor prin măsurări de tensiune:
a) conexiunea *I*; grupele *0* şi *6*; grupele *5* şi *11* cu neutru inaccesibil;
b) conexiunea *II*; grupele *5* şi *11* cu neutru accesibil;
c) — grupa *0* — conexiunea *I*; 2 măsurări: $b-B=U_1-U_2$; $c-C=U_1-U_2$;
d) grupa *6* — conexiunea *I*; 2 măsurări: $b-B=U_1+U_2$; $c-C=U_1+U_2$;
e) Grupa 5 — conexiunea *II*; 2 măsurări: $a-B=U_1-U_2/\sqrt{3}$; $c-C=U_1+U_2/\sqrt{3}$;
f) grupa 5 — conexiunea *I*; 4 măsurări între *B*, *C* şi *b*, *c*;
g) grupa 11 — conexiunea *II*; 2 măsurări: $a-B=U_1+U_2/\sqrt{3}$; $c-C=U_1+U_2/\sqrt{3}$;
h) grupa *11* — conexiunea *I*; 4 măsurări între *B*, *C* şi *b*, *c*.

care se menţine un minut. Tensiunea este aplicată între înfăşurarea respectivă şi masa metalică a transformatorului (la care se leagă cealaltă înfăşurare). Infăşurarea care se încearcă va avea toate bornele legate între ele (şi neutrul, dacă este accesibil); altfel, se pot produce supratensiuni între bornele libere şi masă. Valorile

tensiunilor de încercare sunt date în tabela 3 (pentru tensiuni nominale până la 35 kV, valorile corespund STAS 1703-50).

Tabela 3

Tensiunea nominală a înfăşurării, U	Tensiunea de încercare	
	kV	valoarea minimă
până la 10 kV	3,25 U	2,5 kV
între 10–60 kV	1,75 U + 15	—
peste 60 kV	2 U	—

In general se consideră că, un izolant care poate suporta un minut tensiunea 2 U, fără ruptură, va suporta indefinit tensiunea U.

Tensiunea de încercare este obţinută cu ajutorul unui transformator monofazat (sau mai mulţi, legaţi în cascadă) alimentat de o sursă cu tensiune sinusoidală. Montajul complect este redat în fig. 17.

Măsurarea tensiunii de încercare se poate face în mai multe moduri; în cazul încercărilor cu tensiune moderată, pentru transformatori mici şi mijlocii, se măsoară

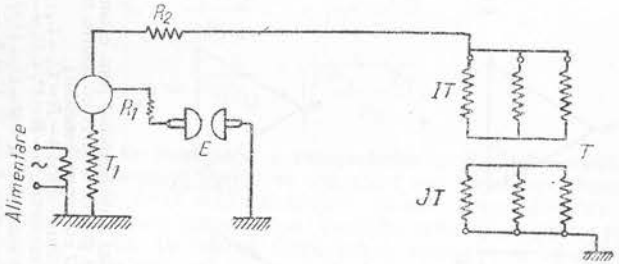


Fig. 17. Incercarea de rigiditate dielectrică a unui transformator: T_1 — transformator monofazat de înaltă tensiune; R_1, R_2 — rezistenţe de protecţie; E — eclatori; T — transformatorul de încercat.

tensiunea primară şi se multiplică cu raportul de transformare; măsurarea nu este exactă deoarece transformatorul nu funcţionează în gol, ci debitează pe un circuit complex.

In cazul încercărilor cu tensiune înaltă, aceasta se poate măsura:

— cu un transformator reducător de tensiune (metodă utilizată rar);

— cu un electrometru (care trebue etalonat foarte des);

— cu eclatori, cunoscând curba de etalonare care indică valoarea tensiunii de amorsare, în funcţie de distanţa dintre eclatori.

In fig. 18 sunt redate curbele de etalonare pentru eclatori sferici de diferiţi diametri.

Pentru a determina exact distanţa dintre sferele eclatorilor se ţine seamă de densitatea relativă a aerului:

$$\rho = \frac{0{,}392\, b}{273 + \theta};$$

în care: b este presiunea atmosferică, în mm Hg;
θ — temperatura ambiantă, în °C.

Se introduce apoi factorul de corecţie c (tabela 4), care se obţine în funcţie de densitatea relativă a aerului ρ şi de diametrul eclatorilor.

Tabela 4. Factorul de corecţie c pentru eclatori sferici

ρ	Diametrii sferelor, în mm				
	62,5	125	250	500	750
	Factorul de corecţie c				
0,50	0,547	0,535	0,527	0,519	0,517
0,55	0,594	0,538	0,575	0,567	0,565
0,60	0,640	0,630	0,623	0,615	0,613
0,65	0,686	0,677	0,670	0,663	0,661
0,70	0,732	0,724	0,718	0,711	0,709
0,75	0,777	0,771	0,766	0,759	0,757
0,80	0,821	0,816	0,812	0,807	0,805
0,85	0,866	0,862	0,859	0,855	0,854
0,90	0,910	0,908	0,906	0,904	0,903
0,95	0,956	0,955	0,954	0,952	0,946
1,00	1,000	1,000	1,000	1,000	1,000
1,05	1,044	1,045	1,046	1,048	1,048
1,10	1,090	1,092	1,094	1,096	1,097

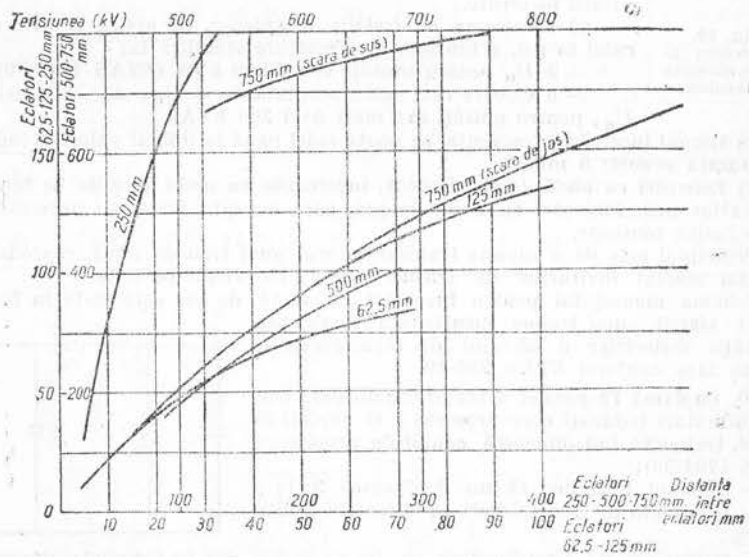


Fig. 18. Tensiunea de amorsare în funcţie de distanţă, pentru eclatori sferici cu diametrul de 62,5; 125; 250; 500; 750 mm, la 25°C şi 760 mm Hg (ρ=1).

Aplicaţie.

tensiunea de încercare 120 kV;
diametrul eclatorilor 250 mm;
presiunea atmosferică 730 mm Hg;
temperatura ambiantă 30° C.

Pentru ρ = 1, rezultă din diagramă (fig. 18) distanţa între eclatori: 60 mm.

Dar:

$$\rho = \frac{0{,}392 \cdot 730}{273 + 30} = 0{,}945;$$

din tabela 4 se obţine factorul de corecţie c = 0,95.

Eclatorii se vor regla deci pentru tensiunea de $\frac{120}{0,95} = 126,5$ kV căreia îi corespunde distanţa de 64 mm între sfere.

Etalonarea eclatorilor depinde şi de frecvenţă; pentru aceeaşi distanţă între sfere, amorsarea are loc la o tensiune mai joasă, dacă frecvenţa este mai ridicată.

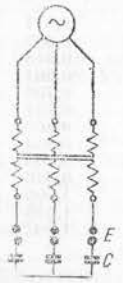


Fig. 19. Incercarea la unde abrupte de tensiune.

β) *Incercarea la unde abrupte de tensiune.* Scopul încercării este de a observa comportarea izolaţiei dintre spirele înfăşurărilor de înaltă tensiune (peste 2,5 kV), când acestea ar fi supuse în exploatare unei unde de tensiune care prezintă diferenţe mari de potenţial, pe distanţe relativ scurte.

Incercarea se face pe transformatorul sub tensiune, valoarea acesteia fiind 1,3 U_n.

La bornele înfăşurării libere se prevăd eclatori, în serie cu condensatori (fig. 19); eclatorii se reglează astfel, încât amorsarea să aibă loc la 1,1 U_n.

Arcul se produce prin apropierea sferelor şi după un joc de circa 10 s este stins cu ajutorul unui curent de aer care are o viteză de 3 m/s; se obţin astfel undele care solicită izolaţia înfăşurării încercate.

γ) *Incercarea de izolaţie a spirelor.* Se aplică transformatorului în gol, o tensiune de încercare stabilită la:

— 2 U_n pentru unităţi sub 1 800 kVA (STAS 1703-50);

— o valoare cât mai apropiată de 2 U_n, dar cel puţin 1,3 U_n, pentru unităţi mai mari de 1 800 kVA.

In timpul încercării, frecvenţa se poate mări până la dublul valorii nominale. Durata probei: 5 min.

δ) *Incercări cu undă de şoc.* Recent, încercările cu unde abrupte de tensiune s'au extins prin încercări cu undă de şoc, care necesită instalaţii puternice, de foarte înaltă tensiune.

Principiul este de a supune transformatorul unui tren de unde, reproducând artificial efectul loviturilor de trăsnet care au loc direct pe linie.

Schema montajului pentru încercări cu undă de şoc este dată în fig. 20.

In sfârşit, mai trebue menţionată încercarea rigidităţii dielectrice a uleiului de transformatori care se face conform STAS 286-49.

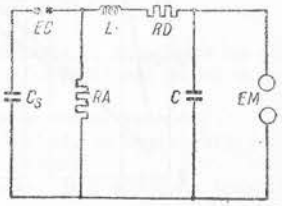


Fig. 20. Circuitul echivalent simplificat, al unui montaj pentru încercări cu undă de şoc: C_S — capacitatea de şoc; C — capacitatea sarcinii; EC — eclatori de conectare; L — inductanţa circuitului de încercare; RA — rezistenţă de amortizare; RD — rezistenţă de descărcare; EM — eclatori de măsură.

10. Cuplarea în paralel a transformatorilor. Doi transformatori trifazaţi care urmează a fi cuplaţi în paralel, trebue să îndeplinească condiţiile următoare (STAS 1704-50):

— raportul puterilor să nu depăşească 3:1;

— tensiunile de scurtcircuit să difere în limita ± 10%;

— rapoartele de transformare să fie egale (în limita de ± 0,5%);

— să aparţină aceleiaşi grupe de conexiuni (decalajul între sistemul trifazat al tensiunilor, primar şi secundar, să fie acelaşi).

Pot fi cuplaţi în paralel:

— transformatorii din aceeaşi grupă, prin legarea bornelor de acelaşi nume la barele respective;

— transformatorii din grupele 0 şi 6 prin inversarea legăturilor fazelor (începutul cu sfârşitul) pe partea primară sau secundară (este necesară schimbarea legăturilor interioare);

— transformatorii din grupele 5 şi 11, astfel:

prin inversarea legăturilor fazelor, ca mai sus;

prin legarea bornelor la bare, după indicaţiile din tabela 5 (se schimbă legăturile doar pentru transformatorul din grupa 11) STAS 1704-50.

Tabela 5
STAS 1704-50

Grupa de conexiune	Tensiune	
	înaltă	joasă
$Dy-5$ (C_1); $Yd-5$ (C_2); $Yz-5$ (C_3)	A B C	a b c
$Dy-11$ (D_1); $Yd-11$ (D_2); $Yz-11$ (D_3)	A C B	c b a
$Dy-5$ (C_1); $Yd-5$ (C_2); $Yz-5$ (C_3)	A B C	a b c
$Dy-11$ (D_1); $Yd-11$ (D_2); $Yz-11$ (D_3)	C B A	b a c
$Dy-5$ (C_1); $Yd-5$ (C_2); $Yz-5$ (C_3)	A B C	a b c
$Dy-11$ (D_1); $Yd-11$ (D_2); $Yz-11$ (D_3)	B A C	a c b

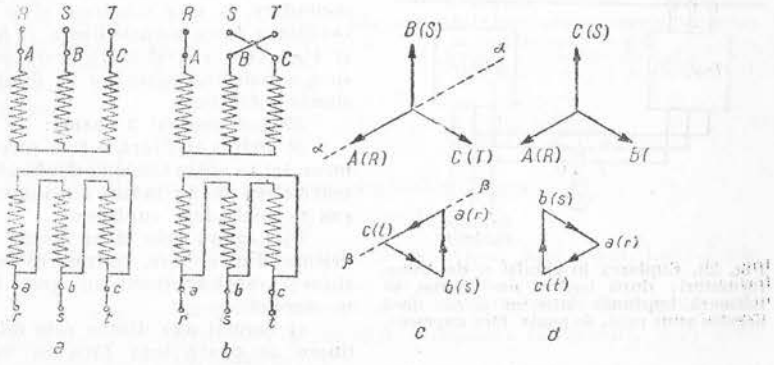


Fig. 21. Schimbarea între ele a două faze în cazul conexiunii Yd-5 (C_2): a — transformator cu conexiunea Yd-5 (C_2); b — inversarea legăturilor a două borne (B cu C); c — sistemul vectorilor înainte de inversarea legăturilor Yd-5 (C_2); d — sistemul vectorilor, rotit, după inversarea legăturilor.

Nu pot fi cuplaţi în paralel transformatorii din grupele 0 şi 6 cu cei din grupele 5 şi 11.

Prin schimbarea legăturilor a două borne între ele, pe partea primară (de exemplu B cu C), sistemul tensiunilor A, B, C se roteşte în jurul unei axe $\alpha\alpha$ (fig. 21 *c* şi 22 *c*); această axă coincide cu direcţia vectorului fazei A, în cazul

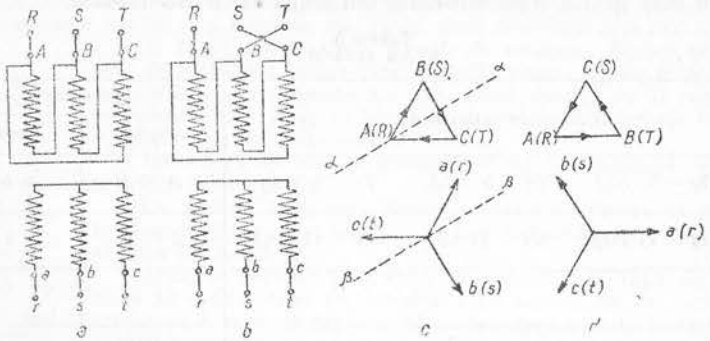


Fig. 22. Schimbarea între ele a două faze, în cazul conexiunii *Dy*-5 (C_1): *a* — transformator cu conexiunea *Dy*-5 (C_1); *b* — inversarea legăturilor a două borne (B cu C); *c* — sistemul vectorilor, înainte de inversarea legăturilor *Dy*-5 (C_1); *d* — sistemul vectorilor, rotit, după inversarea legăturilor.

conexiunii stea (fig. 21 *c*) şi este normală pe direcţia vectorului BC în cazul conexiunii triunghi (fig. 22 *c*). În acelaşi timp, sistemul tensiunilor pe partea secundară a, b, c, se roteşte în jurul axei $\beta\beta$, paralelă cu $\alpha\alpha$.

Prin schimbări succesive, se poate obţine situaţia favorabilă cuplării.

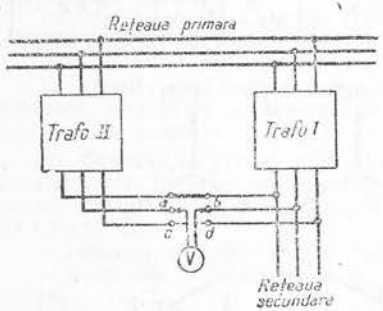


Fig. 23. Cuplarea în paralel a doi transformatori; după legarea unei borne, se măsoară tensiunile între *ab* şi *cd*: dacă acestea sunt nule, se poate face cuplarea.

Cuplarea se execută astfel (fig. 23):

— se leagă înfăşurarea primară a transformatorului *II* la reţea;

— se leagă apoi o bornă a înfăşurării secundare la una din bare şi se măsoară tensiunea între bornele libere şi bare (U_{ab} şi U_{cd}) cu un voltmetru care poate măsura o tensiune egală cu de două ori tensiunea între faze.

Se pot deosebi 3 cazuri:

a) Prima legătură a fost corectă; prin încercări se obţin celelalte două, astfel încât voltmetrul să nu indice tensiune; în acest caz se poate face cuplarea.

b) Legând cele două borne libere la oricare dintre bare, voltmetrul indică tensiune; transformatorii nu pot funcţiona în paralel.

c) Numai una dintre cele două borne libere se poate lega fără ca voltmetrul să indice tensiune; borna necorespunzătoare se va schimba cu prima şi se poate face cuplarea.

11. **Toleranţe** (STAS 1703-50)

Raport de transformare	± 0,5 %	pierderi totale	+ 15 %
pierderi în gol	+ 22 %	curent de gol	+ 30 %
pierderi în scurtcircuit	+ 10 %	tensiune de scurt-circuit	± 10 %.

B. Incercările maşinilor asincrone

12. **Generalităţi.** Studiul experimental al maşinii asincrone necesită încercarea în gol şi scurtcircuit, încercarea în sarcină cu măsurarea alunecării, determinarea randamentului, încercări de izolaţie, etc.

Pe baza rezultatelor obţinute la încercarea în gol şi scurtcircuit se poate construi diagrama cercului, care permite predeterminarea condiţiilor de funcţionare în diferite regimuri.

13. **Motorul asincron trifazat.** In cele ce urmează, semnificaţia indicilor este: 1 pentru mărimile statorice şi 2 pentru cele rotorice.

α) *Incercarea în gol.* Se măsoară iniţial rezistenţa înfăşurării statorului, R_1, pe maşina rece; pentru uşurinţă rezistenţa se măsoară între două borne — extremităţi de faze diferite — indiferent de conexiunea înfăşurării.

Motorul este pus apoi în funcţiune cu rotorul scurtcircuitat, alimentând statorul la tensiunea nominală U_1 şi frecvenţa nominală f_1.

Tensiunea se reduce treptat, începând dela (1,25—1,5) U_1 (menţinând acelaşi sens al variaţiei) până la circa $U_1/3$, valoare sub care funcţionarea maşinii nu mai este stabilă; dacă tensiunea se reduce prea mult, curentul începe să crească şi maşina tinde spre starea de scurtcircuit (cu rotorul calat).

Se înregistrează: curentul de gol I_{01}, tensiunea aplicată U_1 şi puterea absorbită indicată de wattmetre p_{01}.

Rezultă: $\cos\varphi_{01} = p_{01} \sqrt{3}\, U_1\, I_{01}$, foarte mic la mersul în gol, mai ales în cazul maşinilor de turaţie redusă ($\cos\varphi_{01} < 0{,}1$).

Este bine să se calculeze $\cos\varphi_{01}$ numai din raportul indicaţiilor wattmetrelor: $\alpha_{mic} / \alpha_{mare}$ (v. § 39 γ, fig. 119). In fig. 24 sunt reprezentate caracteristicele de gol:

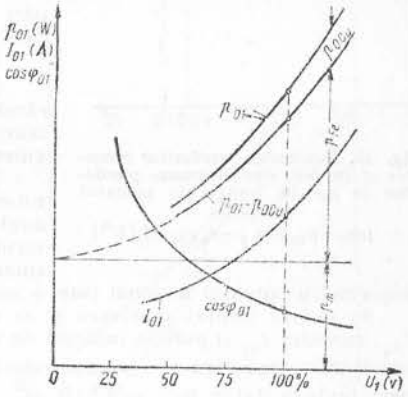


Fig. 24. Caracteristicele motorului asincron la funcţionarea în gol. Separarea pierderilor de gol: $P_{01} = p_0\ \mathrm{Cu} + p_{\mathrm{Fe}} + p_m$.

$$I_{01} = f(U_1);\ p_{01} = f(U_1);\ \cos\varphi_{01} = f(U_1)$$

în ipoteza generală $f_1 = \text{const}$.

Curba $p_{01} = f(U_1)$ permite separarea pierderilor de gol:

$$p_{01} = p_{0\mathrm{Cu}} + p_{\mathrm{Fe}} + p_m\,;$$

$p_{0\mathrm{Cu}} = 1{,}5\, R_1\, I_{01}^2$ reprezintă pierderile în cupru, prin efect Lenz-Joule datorite curentului de gol;

p_{Fe} reprezintă pierderile în fierul activ al statorului, prin hysteresis şi curenţi turbionari (Foucault), care scad cu tensiunea;

p_m reprezintă pierderile mecanice şi prin ventilaţie, constante; ele depind numai de turaţie, care în gol este constantă şi foarte apropiată de sincronism ($s \cong 0$);

p_m se măsoară prin ordonata la origină a curbei prelungite:

$$p_{01} - p_{0\mathrm{Cu}} = f\ U_1).$$

Separarea pierderilor mecanice se face mai exact trasând dreapta:

$$p_{01} - p_{0Cu} = f\left(U_1^2\right) \text{ (fig. 25).}$$

Tensiunea la bornele înfăşurării rotorice, U_2, se măsoară aplicând statorului tensiunea U_1; raportul U_1/U_2 este dat de relaţia:

$$\frac{U_1}{U_2} = \frac{w_1}{w_2} \cdot \frac{\xi_1}{\xi_2}\left(1 + \frac{\tau_H}{2}\right)$$

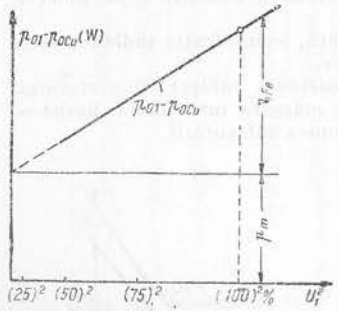


Fig. 25. Separarea pierderilor mecanice şi în fier, din diagrama pierderilor de gol, în funcţie de patratul tensiunii:

$$p_{Fe} + p_m = p_1 - p_{0Cu} = f\left(U^2\right)$$

(relaţia presupune ambele înfăşurări legate în stea sau în triunghi; dacă doar una este în stea, numărul respectiv de spire — w — se înmulţeşte cu $\sqrt{3}$).

$\tau_H = 0{,}02 \ldots 0{,}1$ este coeficientul de scăpări Heyland (se determină pe baza încercării în gol şi în scurtcircuit);

ξ_1, ξ_2 sunt factori de înfăşurare.

Motorul, având circuitul rotoric deschis, rămâne în stare de repaus sau se roteşte foarte încet, datorită cuplului desvoltat de curenţii turbionari (Foucault) induşi în ax.

β) *Incercarea în scurtcircuit.* Infăşurarea rotorului se leagă în scurtcircuit şi se calează axul cu ajutorul unei frâne; se aplică apoi statorului o tensiune redusă (1/3—1/6 din tensiunea nominală) până când se citeşte la ampermetru curentul nominal (sau o valoare apropiată).

Se reduce treptat tensiunea şi se măsoară pentru fiecare punct: tensiunea U_{k1}, curentul I_{k1} şi puterea indicată de wattmetre p_{k1} (la motoarele mari cu inele, colectoare se măsoară şi curentul rotoric); p_{k1} însumează pierderile prin efect Lenz-Joule în stator $p_{Cu_1} = 1{,}5\ R_1\ I_1^2$, în rotor p_{Cu_2} şi pierderile suplimentare p_s.

Pentru motoarele în colivie cu bare înalte, din cauza impedanţei reduse a rotorului, valoarea p_{k1} poate depăşi de 2—3 ori suma pierderilor stabilite prin calcul. Curbele caracteristice se ridică în funcţie de tensiunea aplicată U_1 (fig. 26 *a*):

$I_{k1} = f\left(U_1\right)$; $p_{k1} = f\left(U_1\right)$; $\cos\varphi_{k1} = f\left(U_1\right)$, în ipoteza $f_1 = \text{const}$. Factorul de putere $\cos\varphi_{k1}$ are valori cuprinse între 0,3 şi 0,6.

In cazul maşinilor care lucrează cu o saturaţie magnetică normală, curentul variază aproximativ liniar cu tensiunea, până la valoarea nominală a acesteia (fig. 26 *a*); pentru maşinile care lucrează foarte saturat, curba se deplasează în sus (fig. 26 *b*).

Dacă încercarea se face la o altă tensiune, valorile măsurate se recalculează cu ajutorul raportului $a = U_1/U_{1\,măsurat}$, egal cu raportul curenţilor $I_1/I_{1\,măsurat}$:

$$I_{k1} = c\ I_{k1\,măsurat}; \quad p_{k1} = c^2\ p_{k1\,măsurat}.$$

Recalcularea se face, obişnuit, pentru valoarea nominală a tensiunii, U_{n1}.

Aplicaţie. Motor cu inele colectoare, 64 kW; 380 V (stea); 117 A; 1 000 rot/min.

1. Valori măsurate la încercarea în scurtcircuit:

$$I_1 = 90 \text{ A}; \ U_1 = 52 \text{ V}; \ p_1 = 2\,600 \text{ W};$$

— curentul de scurtcircuit (recalculat la tensiunea nominală $U_{n1} = 380$ V):

$$I_{k1} = \frac{380}{52}\,90 = 658 \text{ A} = 5{,}62\ I_{n1};$$

— tensiunea de scurtcircuit (recalculată la curentul nominal $I_{n1} = 117$ A):

$$U_{k1} = \frac{117}{90}\,52 = 66{,}5 \text{ V};$$

— pierderile în înfăşurători (recalculate la curentul nominal $I_{n1} = 117$ A):

$$p_{k1} = \left(\frac{117}{90}\right)^2 \cdot 2\,600 = 4\,400 \text{ W};$$

— factorul de putere:

$$\cos\varphi_{k1} = \frac{2\,600}{\sqrt{3} \cdot 52 \cdot 90} = 0{,}325 = \frac{4\,400}{3 \cdot 66{,}5 \cdot 117};$$

(este indiferent dacă se calculează $\cos\varphi_{k1}$ cu ajutorul valorilor măsurate sau recalculate).

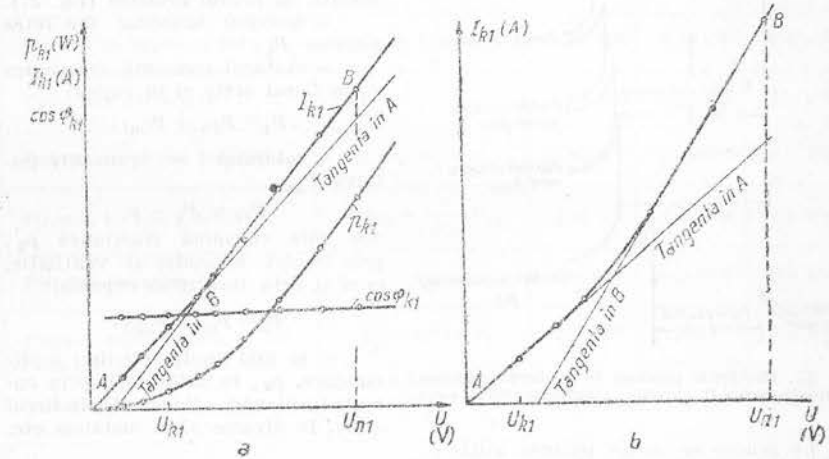


Fig. 26. Caracteristicele motorului asincron la funcţionarea în scurtcircuit: *a* — saturaţie magnetică normală; *b* — saturaţie magnetică puternică.

2. La încercarea în gol s'a măsurat $I_{01} = 37{,}7$ A ($\sim 0{,}32\ I_{n1}$) pentru $U_{n1} = 380$ V.

3. Mărimile caracteristice (v. §. 13).

— Curentul ideal de scurtcircuit:

$$I_{ki} = \frac{I_{k1}}{\sin\varphi_{k1}} = \frac{658}{0{,}945} = 696 \text{ A};$$

— cuplul maxim (de desprindere):

$$M_M = \frac{0{,}973}{n} \cdot \frac{\sqrt{3}\ U\left(I_{ki} - I_{01}\right)}{2 + \cos\varphi_{k1}} = \frac{0{,}973}{1\,000} \cdot \frac{1{,}73 \cdot 380\,(658 - 37{,}7)}{2 + 0{,}325} = 170 \text{ kgm};$$

— cuplul nominal:

$$M_n = 973\,\frac{P_2}{n} = 973\,\frac{64}{1\,000} = 62 \text{ kgm};$$

$$\frac{M_M}{M_n} = \frac{170}{62} = 2{,}75;$$

— puterea maximă utilă:

$$P_{M_2} = \frac{\sqrt{3}\, U(I_{ki} - I_{01})}{1\,000\,(2 + 2\cos\varphi_{k1})} = \frac{1{,}73 \cdot 380\,(658 - 37{,}7)}{1\,000\,(2 + 0{,}65)} = 154 \text{ kW};$$

— factorul de putere optim:

$$\cos\varphi_M = \frac{I_{ki} - I_{01}}{I_{ki} + I_{01}} = \frac{658 - 37{,}7}{658 + 37{,}7} = 0{,}893.$$

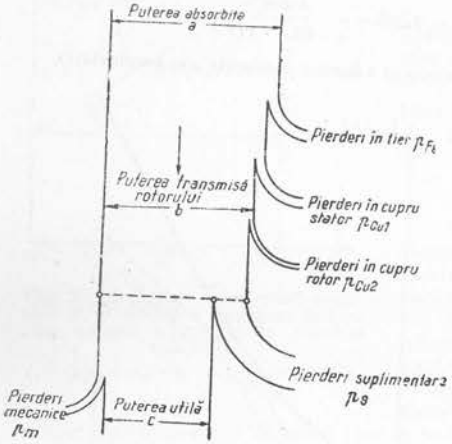


Fig. 27. Pierderile produse în motorul asincron, la funcţionarea în sarcină. Randamentul: $\eta = c/a$.

γ) *Determinarea randamentului prin metoda pierderilor separate.* Pierderile care se produc în motorul asincron la funcţionarea în sarcină, rezultă în modul următor (fig. 27):

— motorul absoarbe din reţea puterea P_1;

— statorul consumă fracţiunea p_1 în fierul activ şi în cupru:

$$p_1 = p_{Fe} + p_{Cu1};$$

— rotorului i se transmite puterea P_{12}:

$$P_{12} = P_1 - p_1$$

din care consumă fracţiunea p_2, prin frecări mecanice şi ventilaţie, cum şi prin încălzirea cuprului:

$$p_2 = p_m + p_{Cu2};$$

— se mai produc pierderi suplimentare, p_s, în înfăşurări (prin curenţi turbionari — Foucault), în fierul activ, în diverse părţi metalice, etc.

La arbore se obţine puterea utilă:

$$P_2 = P_1 - (p_1 + p_2 + p_s) = P_1 - \Sigma p.$$

Randamentul:

$$\eta\,\% = 100\, P_2 / P_1.$$

Determinarea pierderilor (STAS 1893-50). Valorile pierderilor se obţin astfel:

— p_{Fe} şi p_m din încercarea în gol;

— $p_{Cu1} = 1{,}5\, R_{1-75°} \cdot I_1^2$ din încercarea în sarcină, sub curentul I_1; rezistenţa R_1 se măsoară pe maşina rece, între două borne ale statorului (indiferent de conexiune) şi se recalculează la 75°C ($R_{1-75°}$);

— $p_{Cu2} = \frac{s}{100} P_{12}$; alunecarea, s, se deduce din caracteristica de sarcină, pentru o temperatură a înfăşurării rotorului cât mai apropiată de 75°C;

— $p_s = 0{,}005\, P_1$.

Exemplu de calcul al randamentului. Calculul este redat în tabela 6 pentru diferite valori ale sarcinii; $U_1 = 380$ V şi $R_1 = 0.012\,\Omega$.

Tabela 6

Curentul absorbit	I_1	193 A	330 A	493 A
Puterea absorbită	P_1 = const.	100 kW	200 kW	300 kW
Factorul de putere	$\cos\varphi_1 = P_1/\sqrt{3}\, U_1 I_1$	0,79	0,917	0,92
Alunecarea	$s\,\%$	0,5	1,05	1,65
Pierderi în fier stator	p_{Fe}	3,5 kW	3,5 kW	3,5 kW
Pierderi în cupru stator ..	$p_{Cu1} = 1{,}5\, R_1 I_1^2$	0,67 kW	1,96 kW	4,4 kW
Total pierderi stator	$p_1 = p_{Fe} + p_{Cu1}$	4,17 kW	5,46 kW	7,9 kW
Puterea transmisă rotorului	$P_{12} = P_1 - p_1$	95,83 kW	194,54 kW	292,1 kW
Pierderi în cupru rotor	$p_{Cu2} = \frac{s}{100} P_{12}$	0,48 kW	2,05 kW	4,8 kW
Pierderi mecanice	p_m	5,5 kW	5,5 kW	5,5 kW
Pierderi suplimentare	$p_s = 0{,}005\, P_1$	0,5 kW	1,0 kW	1,5 kW
Pierderi totale	$\Sigma p = p_{Fe} + p_{Cu1} + p_{Cu2} + p_m + p_s$	10,65 kW	14,01 kW	19,7 kW
Puterea utilă	$P_2 = P_1 - \Sigma p$	89,35 kW	186 kW	280,3 kW
Randamentul	$\eta\,\% = 100\, P_2 / P_1$	89,35 %	93 %	93,7 %

δ) *Incercarea în sarcină.* Incercarea se poate face direct, prin încărcarea maşinii pe un generator oarecare sau pe un dinam frână şi, indirect, utilizând metoda opoziţiei.

Metoda opoziţiei *) necesită două maşini cu aceeaşi tensiune de funcţionare, iar turaţia şi puterea de valori apropiate; cele două maşini se cuplează electric şi mecanic, prin transmisie cu şaibă şi curea (fig. 28). Maşina ajutătoare (care poate avea o putere mai mică), va fi prevăzută cu rotorul bobinat, pentru a permite un reglaj uşor al sarcinii.

Diametrii şaibelor se aleg astfel încât maşina ajutătoare să funcţioneze în regim de generator asincron (suprasincronism).

Reglajul fin al sarcinii se obţine cu ajutorul reostatului R (maşinile se încarcă pe măsură ce rezistenţa este scoasă din circuitul rotorului).

*) Metoda, în forma descrisă, a fost aplicată pentru prima dată la noi în ţară, în anul 1951, la platforma de încercări a fabricii de maşini electrice «Dinamo» — Bucureşti.

Puterea P absorbită din reţea însumează pierderile în cele două maşini şi transmisie.

Determinarea caracteristicelor în sarcină. După stabilirea regimului de temperatură, motorul se încarcă la diferite sarcini, începând dela 1,25 I_n până la 0,25 I_n; tensiunea şi frecvenţa vor fi riguros constante.

Se măsoară curentul, puterea absorbită şi alunecarea şi se calculează puterea utilă P_2, randamentul η şi $\cos\varphi$. Curbele caracteristice se trasează în funcţie de puterea absorbită P_1 (fig. 29):

$$I_1 = f(P_1),\quad s = f(P_1),\quad \cos\varphi = f(P_1),\quad P_2 = f(P_1).$$
$$n = f(P_1)\ ,\quad \eta = f(P_1).$$

ε) *Măsurarea alunecării s.* Se indică utilizarea metodelor indirecte de măsură (metodele directe conduc la erori mari).

Metoda măsurării frecvenţei rotorice, f_2. Se utilizează pentru valori ale alunecării sub 5 %; peste 5 % (cazul motoarelor mici) nu se mai pot face măsurări exacte, frecvenţa fiind prea mare. Pentru măsurări se întrebuinţează un galvanometru care se leagă astfel: la motoarele cu rotor bobinat,

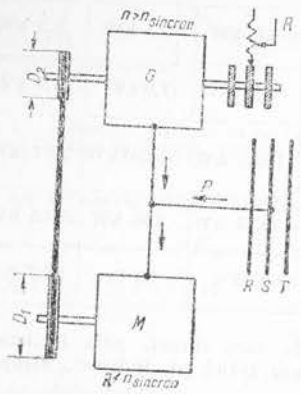


Fig. 28. Incercarea în opoziţie a maşinilor asincrone: M — motorul de încercat; G — maşina ajutătoare, funcţionând în regim de generator asincron; R — reostat pentru reglajul sarcinii.

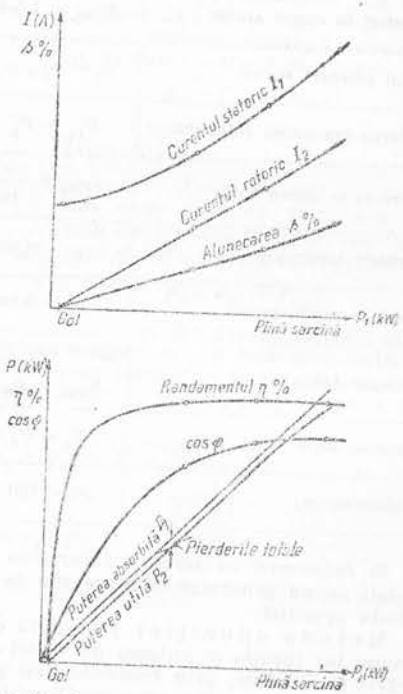


Fig. 29. Caracteristicele motorului asincron în sarcină: U_1 = const., f_1 = const.

între două inele ale rotorului sau, printr'un shunt, în circuitul rotoric; pentru motoarele cu rotor în scurtcircuit, la bornele unei bobine care se fixează în dreptul axului. Fluxul slab de scăpări care parcurge axul, induce în bobină o forţă electromotoare de frecvenţă f_2.

In ambele cazuri, acul indicator oscilează cu frecvenţa f_2.

Se măsoară cu ajutorul unui cronometru, timpul t (secunde) în care se efectuează N oscilaţii complecte; rezultă:

$$f_2 = \frac{N}{t} = \frac{s}{100} f_1\ ;\quad s\,\% = 100\,\frac{N}{f_1\, t}\,.$$

Pentru $f_1 = 50$ Hz se obţine:

$$s\,\% = 2\,\frac{N}{t}\,.$$

Metoda stroboscopică. Se utilizează mai ales pentru motoarele mici, a căror alunecare trece de 5 %.

Pe axul motorului se fixează un disc alb, luminat cu o lampă cu arc alimentată cu tensiunea statorului; pe disc este trasată o linie radială neagră.

In gol, alunecarea este practic nulă şi pe discul luminat vor apare p *) linii negre radiale, care formează o stea simetrică imobilă, în sarcină, alunecarea creşte şi cele p linii radiale apar învârtindu-se în sens contrar rotaţiei motorului.

Se măsoară timpul t (secunde), în care se efectuează N rotaţii; rezultă:

$$f_2 = \frac{N}{t}\,p;\qquad s\,\% = 100\,\frac{N}{t}\,\frac{p}{f_1}\,.$$

Pentru $f_1 = 50$ Hz se obţine:

$$s\,\% = 2\,p\,\frac{N}{t}\,.$$

Se poate utiliza şi un motor auxiliar, cu turaţia egală, alimentat de aceeaşi sursă; pe axul său se fixează un disc prevăzut cu o fantă radială. Motoarele se aşează cu axele în prelungire, astfel încât linia radială de pe disc să poată apare în dreptul fantei; sensul de rotaţie va fi acelaşi pentru ambele maşini.

Motorul auxiliar va funcţiona în gol, foarte aproape de sincronism ($s = 0$), şi linia neagră va apare succesiv în dreptul fantei, deplasându-se în sens invers rotaţiei. Se cronometrează N treceri succesive, etc.

Valoarea alunecării depinde de sarcină şi de tensiunea aplicată statorului; pentru aceeaşi sarcină, alunecarea creşte când scade tensiunea aplicată, şi invers.

Dacă sarcina şi tensiunea de alimentare sunt constante, alunecarea creşte pe măsură ce maşina se încălzeşte şi rămâne constantă când regimul de încălzire a rotorului s'a stabilit.

ζ) *Diagrama generală a cercului (construcţia simplificată).* Elementele necesare construcţiei cercului:

— I_{01}, şi $\cos\varphi_{01}$ obţinute prin încercarea în gol;
— I_{k1} şi $\cos\varphi_{k1}$ obţinute prin încercarea în scurtcircuit;
— scările mărimilor principale:

curentul statoric $I_1 : 1\ \text{mm} = a_1\ \text{A};\ (a_1$ ales);
curentul rotoric $I_2 : 1\ \text{mm} = a_2\ \text{A};\ (a_2 = a_1\, U_1/U_2)$;
puterea $P : 1\ \text{mm} = a_3\ \text{W};\ (a_3 = \sqrt{3}\, U_1\, a_1)$;
cuplul la arbore $M : 1\ \text{mm} = a_4\ \text{kgm};\ \left(a_4 = \frac{0{,}973}{n}\sqrt{3}\, U_1\, a_1\right)$.

Determinarea centrului (O'). Se trasează cercul $\cos\varphi$ care trece prin origină, cu centrul pe axa verticală şi diametrul de 100 mm (fig. 30).

Se construesc vectorii $OE_0 = I_{01}$ şi $OE_k = I_{k1}$; ($OH_0 = \cos\varphi_{01}$; $OH_k = \cos\varphi_{k1}$).

*) p = numărul perechilor de poli.

a) Pierderile în cupru sunt egal repartizate între stator şi rotor:
— perpendiculara din E_0, pe axa orizontală, taie pe OE_k în a (fig. 31 a).
— perpendicularele pe mijloacele segmentelor E_0a şi E_0E_k se intersectează în centrul O'.

b) Pierderile în cupru nu sunt egal repartizate între stator şi rotor:
— pe verticala punctului E_0, se poartă segmentul $E_0E_0' = p_m$ (fig. 31 b);

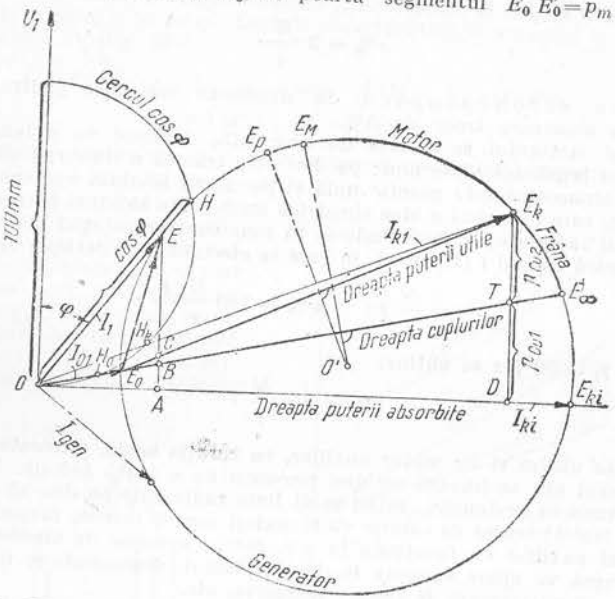


Fig. 30. Diagrama generală de funcţionare a motorului asincron.

— prin E_0' se duce dreapta Δ, sub unghiul α faţă de orizontală, astfel încât:

$$\operatorname{tg}\alpha = \sqrt{3}\, I_{01} R_1 / U_1 \;)$$

— perpendiculara pe mijlocul segmentului $E_0 E_k$, intersectează dreapta Δ în O'.

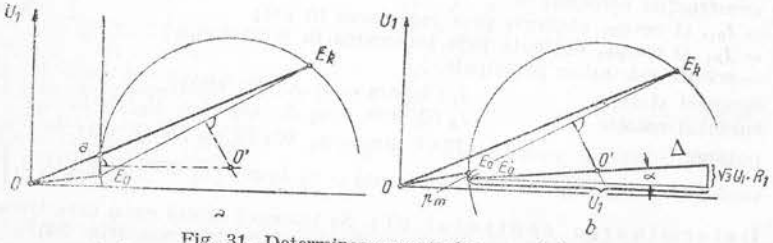


Fig. 31. Determinarea centrului cercului:
a — pierderi în cupru egal repartizate între stator şi rotor; b — pierderi în cupru neegal repartizate între stator şi rotor.

*) Rezistenţa R_1 este măsurată între două borne ale înfăşurării statorului, indiferent de conexiunea acesteia.

Construcţia punctului E_∞ ($s = \infty$). Pe perpendiculara $E_k D$, se poartă segmentul $TD = p_{Cu1} = 1{,}5\ R_1\ I_{k1}^2 / a_3$ mm (fig. 30).

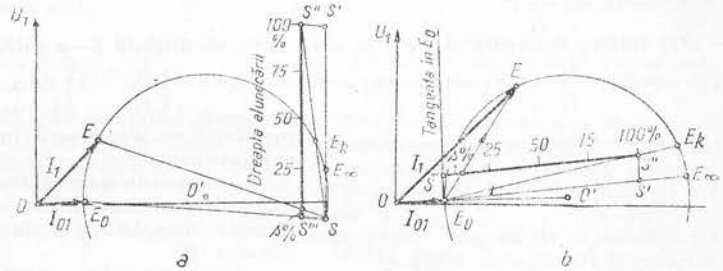
Dreapta E_0T, taie cercul în punctul E_∞.

Determinarea mărimilor principale. Pe fig. 30 s'au trasat:
— E_0E_k dreapta puterilor utile, P_2;
— E_0E_∞ dreapta cuplurilor la arbore, M;
— OE_{ki} dreapta puterilor absorbite, P_1.

Pentru punctul nominal de funcţionare, E ($I_1 = a_1 \cdot OE$), rezultă:

$$I_2 = a_2 \cdot E_0E;\ P_1 = a_3 \cdot EA;\ P_2 = a_3 \cdot EC;$$
$$\sum p = a_3 \cdot AC;\ \eta = EC/EA;\ M = a_4 \cdot EB.$$

Cuplul maxim — numit cuplu de desprindere — corespunde punctului E_M (intersecţia cercului cu perpendiculara din O' pe E_0E_∞).



Puterea utilă maximă corespunde punctului E_P (intersecţia cercului cu perpendiculara din O' pe E_0E_k).

Segmentul OE_{ki} reprezintă curentul ideal de scurtcircuit I_{ki}, care corespunde situaţiei ideale în care statorul şi rotorul ar avea rezistenţa ohmică nulă.

Determinarea alunecării s. Procedeul grafic întrebuinţat pentru determinarea alunecării, rezultă din fig. 32 în cazul valorilor mici (a), mijlocii (b) şi mari (c).

η) *Diagrama cercului pentru motoarele cu rotor în scurtcircuit* (metoda B. I. Kuzneţov)[1]. Elementele necesare construcţiei cercului sunt:

— I_{01} şi $\cos\varphi_{01}$ obţinute prin încercarea în gol, la frecvenţa nominală f_1;

— I_{k1}' şi p_{k1}' obţinute printr'o încercare în scurtcircuit la frecvenţa redusă f_1' (obişnuit 5 Hz). Incercarea se face cu rotorul calat, aplicând statorului

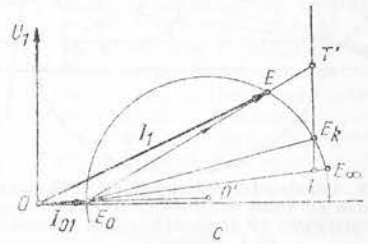


Fig. 32. Determinarea grafică a alunecării s, pentru valori mici, mijlocii şi mari:
a — valori s mici; perpendiculara $SS' = 100$ mm (după prin E_∞); $S'S'' \parallel SE_0$; $s\%$ este interceptată de ES pe segmentul $S''S'''$; b — valori s mijlocii; pe E_0E_∞ se poartă segmentul $E_0S' = 100$ mm; $S'S'' \parallel$ tangenta la cerc în E_0; $s\%$ este interceptată de E_0E pe segmentul $S''S'''$;
c — valori s mari: $TE_k \perp E_0O'$, taie în T' pe E_0E; $s\% = 100\,\dfrac{TE_k}{TT'}$.

[1]) Jervé K. G.: Incercările industriale ale maşinilor electrice. Moscova-Leningrad, (1950). p. 326—329.

o tensiune redusă $U'_{1\,măsurat}$ (la frecvenţa f'_1), astfel încât să se obţină valoarea curentului nominal I_{n1}; se măsoară şi puterea indicată de wattmetre, $p'_{1\,măsurat}$.

Notând:

$$c' = \frac{U_{n1}}{U'_{n1}} \cdot \frac{f_1}{f'_1},$$

rezultă:

$$I''_{k1} = c'\, I'_{n1}; \quad p'_{k1} = c'^2\, p'_{1\,măsurat}.$$

Determinarea centrului cercului (0′) (fig. 33):

— prin punctul E_0 ($QE_0 = I_{01}$) se duce dreapta E_0B, care face cu orizontala E_0A, unghiul α dat de:

$$\operatorname{tg}\alpha \cong \sin\alpha = \sqrt{3}\, I_{01}\, R_1 / U_1;$$

— cercul de centru O şi rază $OC = I'_{k1}$ întâlneşte în punctul C paralela la E_0A, dusă la distanţa $p'_{k1}\frac{f_1}{f'_1}$;

— prin rotirea segmentului E_0C, în sens orar, cu unghiul $\beta - \alpha$ astfel încât:

$$\sin\beta = \frac{f_1}{f'_1}\sin\alpha; \quad \sin(\beta - \alpha) \cong \sin\beta - \sin\alpha = \left(\frac{f_1}{f'_1} - 1\right)\sin\alpha,$$

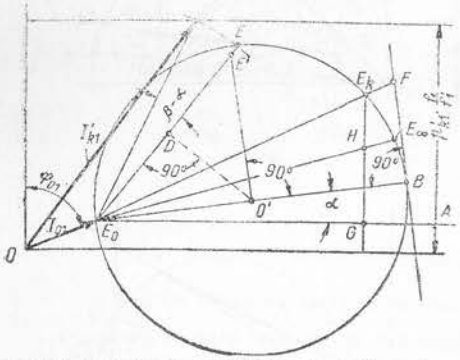


Fig. 33. Construcţia diagramei cercului pentru motoarele cu rotor în colivie, prin încercarea în scurtcircuit cu frecvenţă redusă (metoda B. I. Kuzneţov).

punctul C se deplasează în E, care aparţine cercului;

— perpendiculara ridicată din mijlocul D al segmentului E_0E întâlneşte dreapta E_0B în centrul cercului, O'.

Construcţia punctului E_k ($s = 1$):

— perpendiculara din O', pe E_0B, întâlneşte dreapta E_0E în E';

— pe tangenta în B la cerc, se ia segmentul $BF = 2\,O'E'\frac{f'_1}{f_1}$;

— E_0F întâlneşte cercul în punctul E_k, corespunzător funcţionării în scurtcircuit la frecvenţa nominală f_1 ($OE_k = I_{k1}$).

Construcţia punctului E_∞ ($s = \infty$):

— pe ordonata punctului E_k, se ia segmentul $GH = 1{,}5\, R_1\, I_{k1}^2$ (la scara puterilor);

— E_0H întâlneşte cercul în punctul E_∞.

Determinarea celorlalte elemente se continuă ca şi în cazul diagramei generale.

0) *Relaţii generale.* Din încercările în gol şi scurtcircuit se pot deduce o serie de mărimi caracteristice.

— curentul ideal de scurtcircuit I_{ki}:

$$I_{ki} = I_{k1}/\sin\varphi_{k1}, \text{ pentru } I_{01} < 0{,}4\, I_n \text{ şi}$$

$$I_{ki} = \frac{1 - I_{01}\sin\varphi_{k1}/I_{k1}}{1 + I_{01}\sin\varphi_{k1}/I_{k1}} \cdot \frac{I_{k1}}{\sin\varphi_{k1}}, \text{ pentru } I_{01} > 0{,}4\, I_n$$

— coeficientul global de scăpări Heyland: $\tau_H = I_{01}/(I_{ki} - I_{01})$;

— coeficientul global de scăpări Ossanna: $\tau_O = I_{01}/I_{ki}$;

— cuplul maxim (de desprindere):

$$M_M = \frac{0{,}973}{n} \cdot \frac{\sqrt{3}\, U\,(I_{ki} - I_{01})}{2 + \cos\varphi_{k1}}\ \text{kgm};$$

— puterea maximă utilă:

$$P_{M2} = \frac{\sqrt{3}\, U\,(I_{ki} - I_{01})}{1\,000\,(2 + 2\cos\varphi_{k1})}\ \text{kW};$$

— factorul de putere optim:

$$\cos\varphi_M = \frac{I_{ki} - I_{01}}{I_{ki} + I_{01}}.$$

Curentul rotoric se calculează cu ajutorul relaţiei:

$$I_2 \cong \frac{P_2}{\sqrt{3}\, U_2 \cdot 0{,}95}.$$

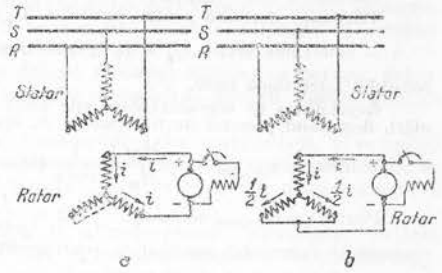


Fig. 34. Maşina asincronă sincronizată: *a* — conexiune serie; *b* — conexiune derivaţie.

14. Maşina asincronă sincronizată. Prin introducerea unei surse de curent continuu în circuitul secundar (stator sau rotor) maşina asincronă poate funcţiona riguros la sincronism, ca motor sau generator sincron, chiar sub $\cos\varphi = 1$. Alimentarea rotorului se poate face numai prin două inele (excitaţie serie) sau prin toate trei (excitaţie derivaţie) (fig. 34).

α) *Incercările maşinii asincronă sincronizată.* Incercările se execută întâi în regim de motor asincron (în gol, scurtcircuit, sarcină, etc.) şi apoi se repetă în regim de maşină sincronă.

Incercarea în sarcină a maşinii sincrone se poate face ca motor sincron, cu excitaţie constantă, sau ca generator sincron, sub $\cos\varphi$ constant. Incercările în sarcină în regim sincron nu sunt totdeauna necesare, deoarece, determinarea valorii excitaţiei pentru un factor de putere dat — şi invers — se poate face destul de precis cu ajutorul diagramei de funcţionare.

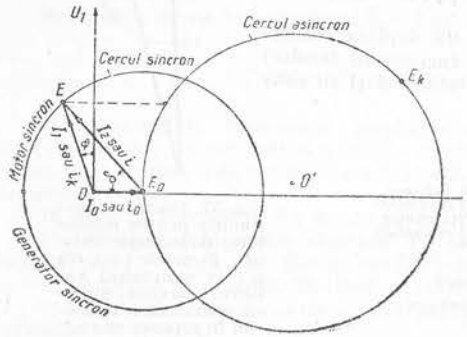


Fig. 35. Diagrama maşinii asincronă sincronizată. Punctul de funcţionare sincron: E.

β) *Diagrama cercului.* In fig. 35 s'au trasat cele două cercuri caracteristice: asincron şi sincron (cercul mic). Cercul sincron are centrul E_0 pe axa orizontală, iar raza este egală cu i (curentul continuu de excitaţie). Punctul de funcţionare în sincron este E. Scara curentului i (a'_2) se deduce din scara curentului I_2 (a_2), astfel:

— conexiune serie: $a'_2 = 1{,}23\ a_2$; conexiune derivaţie: $a'_2 = 1{,}41\ a_2$.

Curentul de excitaţie necesar pentru funcţionarea sincronă la $\cos\varphi = 1$, rezultă din relaţia:

$$i_{\cos\varphi = 1} = (1{,}23 \text{ sau } 1{,}41)\,\frac{P_2}{\sqrt{3}\, U_2\, \eta \cos\varphi}.$$

Aplicaţie. Motor asincron de 100 kW; $U_2 = 525$ V; $\cos\varphi = 0{,}87$; $\eta = 0{,}9$; rezultă:

$$i_{\cos\varphi=1} = (1{,}23 \text{ sau } 1{,}41)\,\frac{100\,000}{\sqrt{3}\cdot 525\cdot 0{,}9\cdot 0{,}87}\ \text{A}$$

Conexiune serie: $i_{\cos\varphi=1} = 300$ A; conexiune derivaţie. $i_{\cos\varphi=1} = 343$ A.
Tensiunea necesară pentru excitaţie, U_e:

— conexiune serie: $U_e = R_2\, i$; conexiune derivaţie: $U_e = \frac{3}{4} R_2\, i$; R_2 este rezistenţa rotorului între două inele.

Capacitatea de supraîncărcare este mult mai mică în regim sincron; aceasta se poate mări, deplasând punctul de funcţionare E, spre stânga (opus lui E_0).

Pentru $\cos\varphi_{sincron} = 1$: $\frac{M_M}{M_n} = \frac{1}{\cos\varphi}$ (în cazul exemplului precedent rezultă: $\frac{1}{0{,}87} = 1{,}15$).

Pentru $\cos\varphi_{sincron}$ oarecare: $\frac{M_M}{M_n} \cong \frac{i}{i_k\cdot\cos\varphi}$; i_k reprezintă curentul de excitaţie care corespunde curentului nominal la scurtcircuit.

15. Regulatorul de inducţie.

α) *Generalităţi.* Regulatorul de inducţie este o maşină asincronă al cărei rotor, calat, poate lua poziţii diferite faţă de stator.

Infăşurarea primară — deobicei rotorul — se leagă în paralel pe reţea; înfăşurarea secundară, care are toate capetele libere, se leagă în serie cu reţeaua (fig. 36).

Tensiunea în reţeaua secundară, U_2, poate fi menţinută constantă când variază tensiunea reţelei primare, U_1, prin deplasarea rotorului faţă de stator; se obţine astfel variaţia decalajului tensiunii U_s, în înfăşurarea secundară (tensiunea transformată).

Pentru a mări tensiunea U_2, se va deplasa rotorul în sensul câmpului învârtitor (sensul succesiunii fazelor) când reţeaua primară alimentează statorul şi în sens invers când este alimentat rotorul.

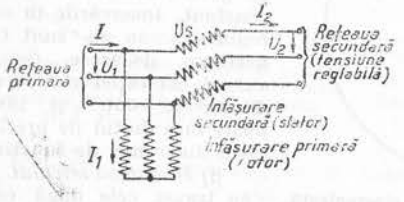


Fig. 36. Regulatorul de inducţie, trifazat.

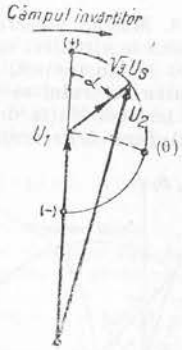


Fig. 37. Diagrama tensiunilor pentru regulatorul de inducţie trifazat. Punctele (+), (0) şi (−) marchează valoarea maximă, mijlocie şi minimă a tensiunii în reţeaua secundară, U_2.
In diagramă, tensiunile sunt date pe fază.

β) *Incercarea în gol.* Se alimentează înfăşurarea primară cu tensiunea U_2 şi se măsoară tensiunea U_{0s}, pe fază, în circuitul secundar deschis; rezultă raportul de transformare: $\sqrt{3}\, U_{0s}/U_1$. Se cuplează reţeaua secundară şi se determină poziţiile rotorului pentru care U_2 ia valorile:

$$U_2 = U_1 - \sqrt{3}\, U_s;\quad U_2 = U_1 \quad \text{şi} \quad U_2 = U_1 + \sqrt{3}\, U_s,$$

notându-se respectiv cu (−), (0) şi (+) (fig. 37).

Numărul poziţiilor (0) care se pot determina, este egal cu numărul polilor maşinii. Drept sens de rotaţie se va stabili acela pentru care U_2 descreşte şi care trebue să corespundă cu sensul câmpului învârtitor; aceasta depinde de succesiunea fazelor în reţeaua primară şi se verifică astfel:

— regulatorul debitează pe o rezistenţă; se cuplează reţeaua primară în succesiunea RST şi apoi TSR şi de fiecare dată se măsoară curentul absorbit I_1; succesiunea justă corespunde valorii minime a curentului I_1.

Caracteristicele de gol se ridică la fel ca în cazul maşinii asincrone, măsurând pe partea primară curentul şi puterea absorbită, pentru valori diferite ale tensiunii aplicate U_1.

γ) *Incercarea în scurtcircuit.* Se leagă secundarul în scurtcircuit, şi se aplică pe partea primară o tensiune redusă; se deplasează apoi rotorul, până când se obţine valoarea nominală a curentului primar, pentru cea mai mică valoare a tensiunii aplicate, U_{k1}.

Tensiunea nominală de scurtcircuit u_k, corespunde curentului primar nominal I_{n1} şi se exprimă în procente din tensiunea primară nominală U_{n1}.

Căderea de tensiune, pentru un factor de putere $\cos\varphi$ dat, este:

$$u_\varphi = \frac{u'_\varphi}{a} + 0{,}5\left(\frac{u''_\varphi}{a}\right)^2;\quad a = \frac{U_{n1}}{\sqrt{3}\, U_{0s}} \pm 1;$$

$$u'_\varphi = u_R\cos\varphi + u_X\sin\varphi\ ;\quad u''_\varphi = u_R\sin\varphi - u_X\cos\varphi;$$

$$u_R = u_k\cos\varphi_k\ ;\quad u_X = u_k\sin\varphi_k.$$

Semnul + se va lua pentru $U_2 > U_1$, iar semnul − pentru $U_2 < U_1$.

C. Incercările maşinilor sincrone

16. Generalităţi. Incercările maşinilor sincrone cuprind: ridicarea caracteristicelor de gol, scurtcircuit şi sarcină, determinarea randamentului şi a variaţiei de tensiune, studiul comportării la scurtcircuit, înregistrarea oscilografică a curbelor de tensiune, etc.

In general, încercările nu diferă pentru motor sau generator.

17. Pornirea motoarelor sincrone. (v. şi Cap. IV, § 55). Pornirea se poate face în regim sincron (cu motor auxiliar) sau asincron.

α) *Pornirea în sincron.* Motorul auxiliar poate fi:

— maşina de curent continuu, antrenată de motorul sincron în funcţionarea normală;

— excitatricea proprie, montată pe acelaşi ax;

— un motor asincron de putere redusă (10—15% din puterea motorului sincron).

Pornirea se face deobicei în gol; motorul sincron este antrenat până la viteza de sincronism şi excitat, după care urmează cuplarea în paralel pe reţea.

β) *Pornirea în asincron.* Pornirea în regim asincron este utilizată mai frecvent; deobicei, pornirea se face în gol, din cauza cuplului de pornire redus.

Statorul este alimentat dela reţea prin intermediul unui autotransformator de pornire sau printr'o bobină de inductanţă (dacă nu se dispune de o sursă proprie cu tensiune variabilă).

Circuitul de excitaţie se închide pe o rezistenţă de 8—10 ori mai mare decât rezistenţa sa proprie; această precauţie este necesară deoarece, la pornire, tensiunea indusă în circuitul de excitaţie poate atinge valori periculoase pentru izolaţie.

γ) *Schimbarea sensului de rotaţie.* La pornirea în sincron este suficient să se antreneze motorul în sensul dorit. Succesiunea fazelor în sensul rotaţiei se realizează prin operaţia cuplării.

18. **Cuplarea în paralel a maşinilor sincrone.** (v. şi Cap. IV, § 49). Condiţiile necesare pentru a cupla o maşină sincronă pe reţeaua de tensiune U şi frecvenţă f sunt:

— tensiunea la bornele maşinii U', să fie egală cu tensiunea reţelei: $U' = U$;
— frecvenţa maşinii f', să fie egală cu frecvenţa reţelei: $f' = f$;
— tensiunea la bornele maşinii să fie în opoziţie de fază cu tensiunea reţelei.

α) *Cuplarea maşinilor monofazate.* Condiţia $U' = U$ se obţine prin reglajul excitaţiei; tensiunile se măsoară simultan cu un voltmetru dublu.

Condiţia $f' = f$ se obţine prin reglajul vitezei, acţionând asupra motorului de antrenare; frecvenţele se măsoară cu un frecvenţmetru dublu.

Verificarea opoziţiei tensiunilor se poate face în două moduri:

— prin stingere (fig. 38 *a*); borna U este legată la reţea, iar între borna V şi bara T a reţelei se pune o lampă sau un voltmetru de zero, pentru tensiunea $2U$; cuplarea se face în momentul când lampa este stinsă sau voltmetrul indică zero;

— prin aprindere (fig. 38 *b*); între faze se leagă o lampă sau un voltmetru de maxim; cuplarea se face în momentul când lampa străluceşte puternic sau voltmetrul indică valoarea maximă a tensiunii.

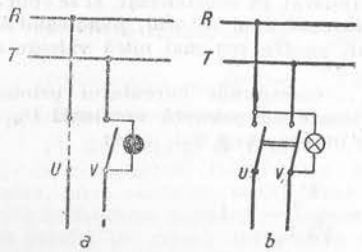


Fig. 38. Cuplarea în paralel a maşinilor monofazate:
a — prin stingere (cu lampă pe fază sau voltmetru de zero); *b* — prin aprindere (cu lampă între faze sau voltmetru de maxim).

Pentru a obţine momentul favorabil cuplării, se acţionează simultan asupra frecvenţei, prin reglajul vitezei şi asupra tensiunii, prin reglajul excitaţiei.

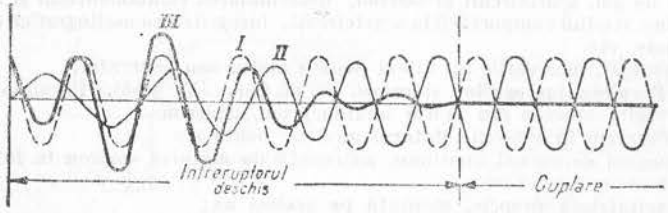


Fig. 39. Curbele tensiunilor: la barele reţelii (*I*), la bornele maşinii (*II*) şi rezultanta lor (*III*), înainte şi după cuplare.

In fig. 39 sunt reprezentate curbele tensiunilor la barele reţelei (*I*), la bornele maşinii (*II*) şi rezultanta lor (*III*).

β) *Cuplarea maşinilor trifazate.* In acest caz, cele trei condiţii trebue respectate pentru fiecare fază.

Verificarea opoziţiei tensiunilor se face în modul cel mai simplu cu ajutorul focului învârtitor [1]) (fig. 40); lampa *a* este legată pe fază, iar lămpile *b* şi *c*, între

[1]) Se poate face şi prin stingere, legând câte o lampă pe fiecare fază.

faze (încrucişat). Dacă frecvenţele diferă, lămpile se sting şi se aprind succesiv, dând naştere unui foc învârtitor; succesiunea aprinderilor şi stingerilor indică sensul variaţiei vitezei (mai încet sau mai repede).

Momentul optim pentru cuplare este când lămpile *b* şi *c* sunt aprinse, iar lampa *a* indică o stingere prelungită, în apropierea schimbării de sens a focului învârtitor.

Dacă nu se obţine un foc învârtitor (aprinderile şi stingerile sunt simultane), succesiunea fazelor maşinii diferă de a reţelei; pentru a obţine aceeaşi succesiune, se schimbă între ele bornele legate încrucişat, la maşină sau la reţea.

19. **Incărcarea maşinilor sincrone.** In cadrul încercărilor de platformă, maşina sincronă trebue să funcţioneze în diferite regimuri de sarcină, ca generator sau consumator de energie activă sau reactivă, pentru diferite valori ale factorului de putere $\cos\varphi$ (inductiv sau capacitiv). Mijloacele de încărcare şi modul de lucru diferă, după cum maşina este încercată în regim de generator sau motor.

α) *Incărcarea generatorului sincron.* Se poate face utilizând reţeaua, rezistenţe de încărcare (ohmice, inductive şi capacitive), sau un motor sincron.

Incărcarea pe reţea. Generatorul sincron, antrenat de o maşină de curent continuu, este cuplat pe reţea. Reglajul puterii active (cuplul la ax) se obţine prin micşorarea excitaţiei maşinii de curent continuu, până când wattmetrele indică puterea dorită.

Reglajul puterii reactive (decalajul φ) se face prin excitarea generatorului sincron, până când se obţine factorul de putere dorit, dedus din citirile wattmetrelor (puterea măsurată de wattmetre nu se schimbă); curentul de excitaţie poate ajunge până la dublul valorii măsurate în gol.

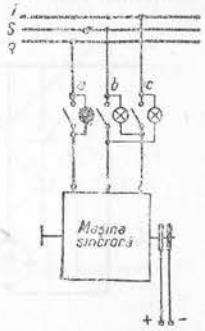


Fig. 40. Cuplarea maşinilor trifazate. Momentul cuplării: lampa *a* este stinsă, lămpile *b* şi *c* sunt aprinse; focul învârtitor schimbă sensul.

Incărcarea pe rezistenţe. Pentru încărcare la $\cos\varphi = 1$, generatorul debitează pe rezistenţe neinductive: lămpi cu incandescenţă, spirale metalice (cu câte doi conductori în paralel pentru a anula efectul inductanţei), rezistenţe lichide, etc.

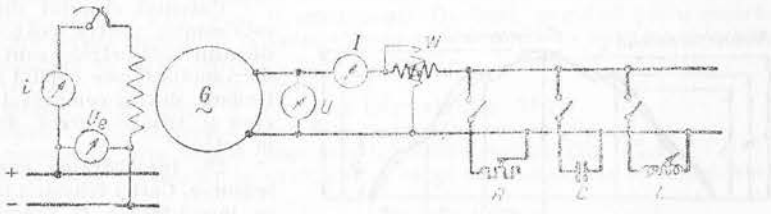


Fig. 41. Incărcarea generatorului sincron pe rezistenţe ohmice, inductive şi capacitive.

Pentru încărcare la $\cos\varphi \neq 1$, (inductiv sau capacitiv), se utilizează bobine de inductanţă cu fier mobil sau fix, transformatori, condensatori etc., care se combină cu rezistenţe neinductive, legate în serie sau în paralel.

Incărcarea cu ajutorul unui motor sincron. Schema este redată în fig. 42: motorul de curent continuu *M*, antrenează maşina *I* (generatorul sincron); maşina *I* alimentează maşina *II* (motorul sincron) care antrenează

generatorul de curent continuu G. In regim subexcitat, motorul sincron se comportă ca o rezistenţă inductivă, iar în regim supraexcitat ca un condensator. Modul de lucru este următorul:

— se porneşte grupul $M-I$; viteza se reglează cu ajutorul excitaţiei i_M, iar tensiunea la borne cu ajutorul excitaţiei i_I;

— analog se porneşte grupul $G-II$ (generatorul de curent continuu funcţionează ca motor);

— se cuplează în paralel maşinile sincrone I şi II.

Incărcarea grupurilor se face astfel: se excită maşina G care devine generator şi debitează curent în reţeaua motorului M; prin aceasta, maşina sincronă II este

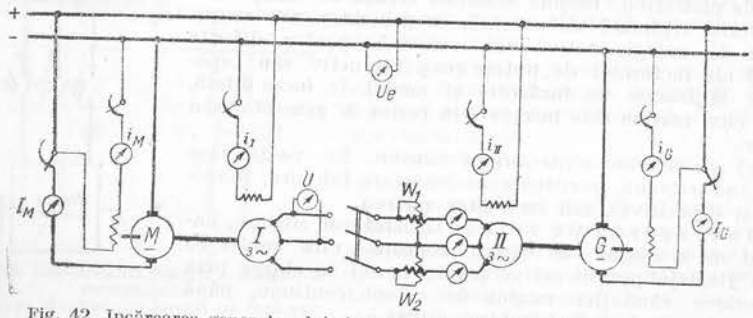


Fig. 42. Incărcarea generatorului sincron cu ajutorul unui motor sincron.

frânată şi trece în regim de motor; turaţia ambelor grupuri scade puţin şi este restabilită prin micşorarea excitaţiei i_M. In continuare, se excită generatorul sincron I care produce puterea activă indicată de wattmetrele W_1 şi W_2; factorul de putere dorit se obţine prin reglajul excitaţiei motorului sincron, i_{II}.

β) *Incărcarea motorului sincron.* Se face deobicei, pe reţea; pentru antrenare, se întrebuinţează o maşină de curent continuu. Cuplarea pe reţea, trecerea în regim de motor şi reglajul puterii se fac analog celor arătate anterior.

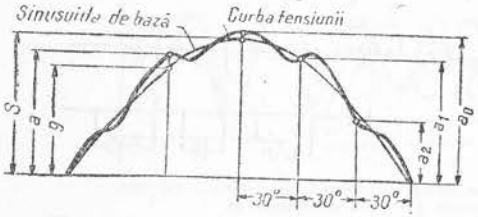


Fig. 43. Analiza curbei de tensiune, înregistrată cu ajutorul oscilografului.

Curba este practic sinusoidală, dacă:

$$(a-g)_{max} < \frac{5}{100} S.$$

Curentul absorbit din reţea este minim pentru $\cos\varphi = 1$ (indicaţiile wattmetrelor sunt egale); dacă motorul este excitat în continuare, devine compensator sincron şi trimite curent dewattat în reţea.

20. **Inregistrarea curbei de tensiune.** Curba tensiunii la borne se înregistrează la funcţionarea în gol, cu ajutorul oscilografului. Transformatorii de tensiune, utilizaţi pentru maşinile cu tensiuni mari, nu produc deformarea curbei.

Se înregistrează simultan curbele tensiunilor pe fază şi între faze. Gradul de deformare a curbelor se exprimă prin raportul $\frac{(a-g)}{S}$, numit *coeficient de deformare a curbei sinusoidale.* (STAS 1893-50), care se dă în procente

$a-g$ reprezintă diferenţa maximă între elongaţia a şi elongaţia corespunzătoare g, a sinusoidei de bază, iar S este amplitudinea sinusoidei de bază care se obţine din relaţia (fig. 43):

$$S = \frac{a_0 + \sqrt{3}\, a_1 + a_2}{3}$$

Curbele tensiunilor se consideră practic sinusoidale, când coeficientul de deformare nu depăşeşte 10% pentru generatorii cu o putere dela 100 kVA la 1 000 kVA şi 5% pentru generatorii peste 1 000 kVA (STAS 1893-50).

21. **Incercarea în gol.** Maşina sincronă funcţionează ca generator,[1]) excitat dela o sursă separată şi antrenat de un motor de curent continuu, tarat.

Prin variaţia curentului de excitaţie al generatorului sincron i, se obţine variaţia forţei electromotoare de gol E_0 şi a puterii consumate în gol p_0; rezultă caracteristicele de gol:

$$E_0 = f(i) \text{ şi } p_0 = f(E_0)$$

pentru n = const.

$p_0 = \eta_{motor}\, U I_0$, unde U este tensiunea aplicată motorului, I_0 curentul absorbit de motor, iar η_{motor} randamentul, obţinut din diagrama motorului tarat.

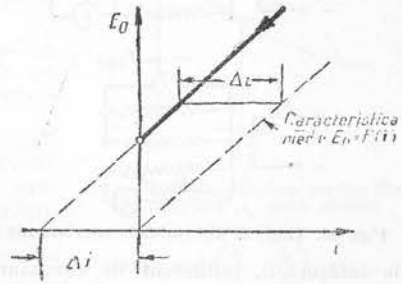


Fig. 44. Determinarea corecţiei Δi, pentru a obţine caracteristica medie $E_0 = f(i)$.

Caracteristica $E_0 = f(i)$ se ridică pentru valori crescătoare şi descrescătoare ale curentului de excitaţie. Partea inferioară a caracteristicei descendente, care este rectilinie, interceptează pe axa orizontală segmentul Δi (fig. 44).

Prin deplasarea caracteristicei descendente (paralel cu ea însăşi) cu valoarea Δi, se obţine caracteristica medie, care trece prin origină (curba punctată) Separarea pierderilor se face ca la maşina asincronă (fig. 25).

22. **Incercarea în scurtcircuit.** Se execută la fel ca încercarea în gol, cu motor tarat, indusul fiind legat în scurtcircuit. Deobicei se ridică patru caracteristice care servesc îndeosebi la determinarea reactanţelor; în acest scop, înfăşurarea indusului se leagă, succesiv, în scurtcircuit:

— trifazat — simetric (fig. 45 *a*);

— bifazat, prin legarea a două faze între ele (fig. 45 *b*);

— bifazat, prin legarea a două faze la punctul neutru (fig. 45 *c*);

— monofazat, prin legarea unei faze la punctul neutru (fig. 45 *d*).

Prin variaţia curentului de excitaţie, se obţin caracteristicele de scurtcircuit (fig. 46):

$$I_{k3} = f(i); \quad I_{k2} = f(i); \quad I_{k20} = f(i); \quad I_{k1} = f(i),$$

care se aduc la origina sistemului de axe, ca şi caracteristica de gol.

Pentru a determina pierderile, se măsoară puterea UI_c absorbită de motorul de antrenare, care este tarat; rezultă:

$$p_{k3} = \eta_{motor}\, U I_c\,.$$

Se obţine astfel curba $p_{k3} = f(I)$ reprezentată în fig. 47.

[1]) Incercarea se poate face şi în regim de motor (deobicei la maşinile mici); în acest caz determinarea pierderilor nu este exactă.

p_{k3} însumează pierderile mecanice p_m, pierderile în cupru prin efect Lenz-Joule p_{Cu} şi pierderile suplimentare p_s:

$$p_{k3} = p_m + p_{Cu} + p_s .$$

Pentru a separa pierderile, se calculează la fiecare punct ridicat: $p_{Cu} = 1{,}5\ RI^2$ (rezistenţa R se măsoară după încercare pe maşina caldă, între două borne

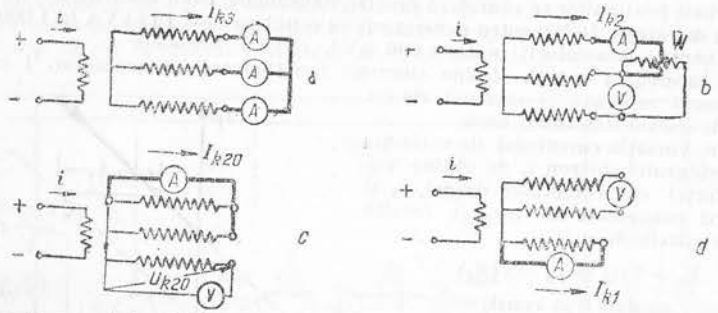


Fig. 45. Legarea indusului în scurtcircuit trifazat (*a*), bifazat (*b* şi *c*) şi monofazat (*d*).

ale înfăşurării, indiferent de conexiunea acesteia); pierderile mecanice p_m, se cunosc dela încercarea în gol. Curentul de scurtcircuit este, practic, independent de turaţie; pierderile suplimentare însă, variază sensibil cu frecvenţa; deaceea încercarea se va face riguros la viteza de sincronism.

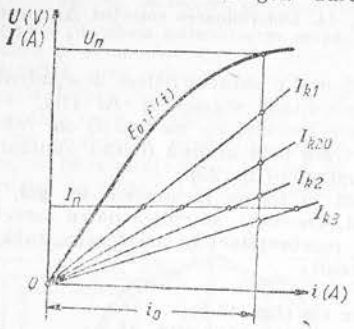


Fig. 46. Caracteristicele maşinii sincrone în scurtcircuit:
- scurtcircuit trifazat (simetric): $I_{k3} = f(i)$;
- scurtcircuit bifazat, prin legarea a două faze între ele: $I_{k2} = f(i)$;
- scurtcircuit bifazat, prin legarea a două faze la punctul neutru: $I_{k20} = f(i)$;
- scurtcircuit monofazat, prin legarea unei faze la punctul neutru: $I_{k1} = f(i)$.

Pierderile suplimentare se pot determina şi prin metoda lansării (STAS 1893-50),

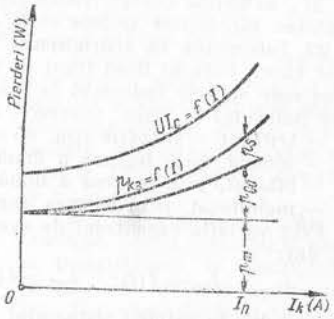


Fig. 47. Separarea pierderilor mecanice (p_m), pierderilor în cupru (p_{Cu}) şi pierderilor suplimentare (p_s), prin încercarea în scurtcircuit trifazat.

astfel: se ridică trei curbe de autofrânare $n = f(t)$, în condiţiile următoare:
- maşina neexcitată,
- maşina excitată în gol, cu tensiunea nominală U_n la borne,
- maşina în scurtcircuit trifazat, la curentul nominal I_n.

Circuitul polilor principali se alimentează dela o sursă separată. Lansarea începe la circa 1,15 n şi se măsoară de fiecare dată timpul $t_{1,2,3}$, în care viteza scade dela 1,1 n la 0,9 n (fig. 48); n este viteza de sincronism.

Pierderile suplimentare se determină cu ajutorul relaţiei:

$$p_s = (p_{Fe} + p_m)\left(\frac{t_2}{t_3} - \frac{t_2}{t_1}\right) - p_{Cu} .$$

Suma $(p_{Fe} + p_m)$ se determină prin încercarea maşinii ca motor în gol, la $\cos\varphi = 1$ (curent minim absorbit), iar $p_{Cu} = 1{,}5\ RI_n^2$; rezistenţa R se măsoară imediat după autofrânarea în scurtcircuit.

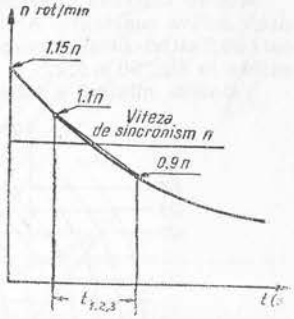


Fig. 48. Determinarea pierderilor suplimentare p_s, prin metoda lansării:

$$p_s = (p_{Fe} + p_m)\left(\frac{t_2}{t_3} - \frac{t_2}{t_1}\right) - p_{Cu}.$$

23. **Determinarea caracteristicelor de sarcină.** Caracteristicele de sarcină se ridică în una din ipotezele: I = const, sau $\cos\varphi$ = const, la viteza de sincronism.

In practică, cele mai importante sunt caracteristicele ridicate cu tensiune constantă la borne.

a) *Caracteristicele de reglaj* $I = f(i)$, pentru U = const şi $\cos\varphi = 1{,}0;\ 0{,}8 \ldots 0$ = const.

Maşina poate funcţiona ca motor sau generator (numai la maşinile mici se obţin diferenţe pentru curentul de excitaţie).

Incărcarea maşinii se face pe reţea sau pe rezistenţe; în al doilea caz, tensiunea se menţine constantă prin reglajul excitaţiei, iar factorul de putere prin variaţia rezistenţelor de încărcare.

Curbele $I = f(i)$ sunt reprezentate în fig. 49, sub formă vectorială (*a*) şi liniară (*b*), pentru decalaje diferite; curbele au un punct comun, corespunzător curentului de excitaţie la funcţionarea în gol, i_0.

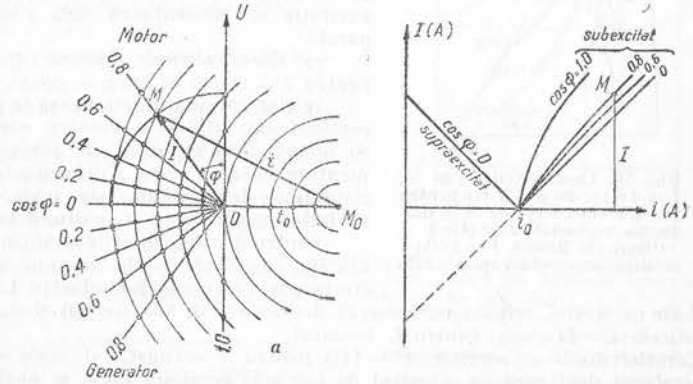


Fig. 49. Caracteristicele de reglaj $I = f(i)$; U = const şi $\cos\varphi$ = const: *a* — diagrama vectorială; *b* — diagrama liniară.

Din diagrama vectorială se pot deduce curbele $i = f(\cos\varphi)$ pentru I, U = const (se duce semicercul de rază $OM = I$ = const., etc.).

β) *Caracteristicele în V*: $I = f(i)$ şi $\cos\varphi = f(i)$, pentru $U = \text{const.}$ şi $P = UI\cos\varphi = \left(\frac{1}{4} \ldots \frac{5}{4}\right) P_n = \text{const.}$

Maşina sincronă funcţionează cu tensiune constantă la borne, în regim de putere activă constantă. Acţionând asupra excitaţiei, I şi $\cos\varphi$ variază în sensuri contrare, astfel încât $I\cos\varphi = \text{const.}$; se obţin în acest mod *curbele în V* reprezentate în fig. 50 *a*, *b*, *c*.

Valoarea minimă a curentului (respectiv maximă pentru $\cos\varphi$) corespunde

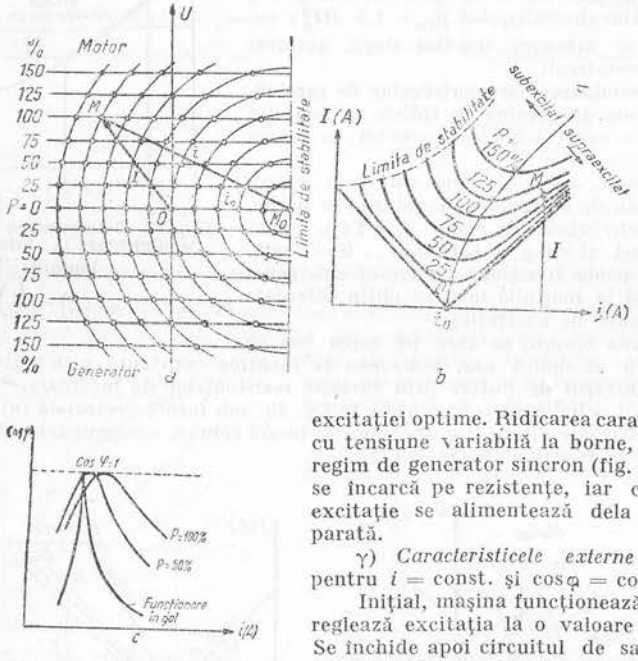


Fig. 50. Caracteristicele în V: $I = f(i)$; $\cos\varphi = f(i)$ pentru $P = UI\cos\varphi = \text{const}$: *a* — diagrama vectorială $I = f(i)$; *b* — diagrama liniară $I = f(i)$; *c* — diagrama liniară $\cos\varphi = f(i)$.

excitaţiei optime. Ridicarea caracteristicelor cu tensiune variabilă la borne, se face în regim de generator sincron (fig. 41); maşina se încarcă pe rezistenţe, iar circuitul de excitaţie se alimentează dela o sursă separată.

γ) *Caracteristicele externe* $U = f(I)$, pentru $i = \text{const.}$ şi $\cos\varphi = \text{const.}$

Iniţial, maşina funcţionează în gol şi se reglează excitaţia la o valoare constantă. Se închide apoi circuitul de sarcină şi se menţine $\cos\varphi = \text{const.}$, prin ajustarea rezistenţelor de încărcare, de unde rezultă variaţia curentului şi a tensiunii la borne.

Pentru decalaje diferite se obţin curbele din fig. 51; căderea de tensiune la borne creşte odată cu decalajul inductiv. La valori mai mari ale excitaţiei, origina curbelor se deplasează în sus. Se pot deduce apoi caracteristicele $U = f(\cos\varphi)$, pentru I, $i = \text{const.}$

δ) *Caracteristicele de sarcină*, $U = f(i)$ pentru $I = \text{const.}$ şi $\cos\varphi = \text{const.}$ Generatorul debitează pe circuitul de sarcină; decalajul dorit se obţine prin ajustarea rezistenţelor de încărcare, iar curentul I este menţinut constant prin reglajul excitaţiei.

Se ridică astfel curbele $U = f(i)$, reprezentate în fig. 52. Pentru aceeaşi sarcină I, curbele se depărtează de caracteristica de gol ($I = 0$), pe măsură ce creşte decalajul: capacitiv deasupra, inductiv dedesubt; pentru acelaşi decalaj, curbele se depărtează de caracteristica de gol, pe măsură ce creşte sarcina.

24. Determinarea parametrilor maşinii sincrone. Parametrii maşinii sincrone sunt mărimi caracteristice, de care depind: capacitatea de supraîncărcare, stabi-

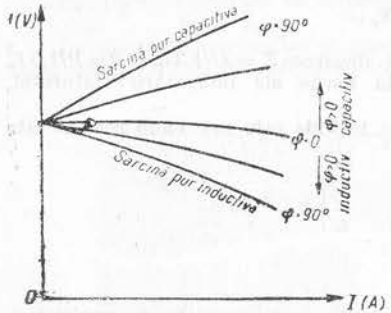


Fig. 51. Caracteristicele externe $U = f(I)$, pentru $i = \text{const.}$ şi $\cos\varphi = \text{const.}$

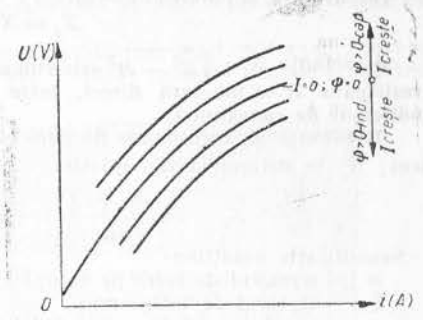


Fig. 52. Caracteristicele de sarcină $U = f(i)$, pentru $I = \text{const.}$ şi $\cos\varphi = \text{const.}$

litatea funcţionării, valoarea curentului de scurtcircuit de durată şi de şoc, cuplul la arbore etc.

α) *Raportul de scurtcircuit* (*RSC*) este raportul dintre curentul de excitaţie i_0, corespunzător tensiunii nominale în gol şi curentul de excitaţie i_k, corespunzător curentului nominal în scurtcircuit sau, raportul dintre curentul de scurtcircuit I_{k0}, corespunzător excitaţiei în gol i_0 şi curentul nominal I_n (fig. 53).

Pentru maşini saturate $RSC = i_0/i_k = I_{k0}/I_n$;

— pentru maşini nesaturate $RSC = i'_0/i_k = I'_{k0}/I_n$ (fig. 53);

— pentru maşini cu poli înecaţi $RSC > 1$;

— pentru maşini lente, cu poli aparenţi $RSC < 1$;

— pentru maşini rapide cu poli aparenţi şi pentru hidrogeneratori, *RSC* este apropiat de unitate.

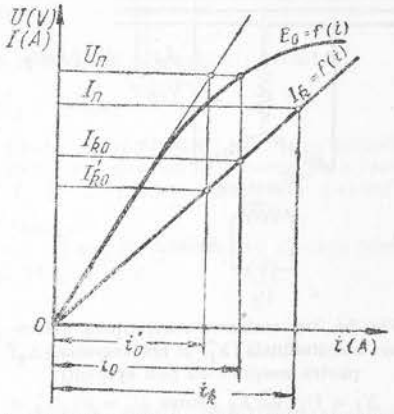


Fig. 53. Determinarea raportului de scurtcircuit (*RSC*) cu ajutorul caracteristicelor ridicate în gol $E_0 = f(i)$ şi în scurtcircuit trifazat, $I_k = f(i)$, aduse la origina sistemului de axe:
maşină saturată: $RSC = i_0/i_k = I_{k0}/I_n$;
maşină nesaturată: $RSC = i'_0/i_k = I'_{k0}/I_n$.

β) *Capacitatea de supraîncărcare* este raportul dintre cuplul maxim şi cuplul nominal al maşinii:

$$\frac{M_M}{M_n} \cong \sqrt{1 + \left(\frac{i_0}{i_k \cos\varphi} + \operatorname{tg}\varphi\right)^2}.$$

Pentru un decalaj dat φ, capacitatea de supraîncărcare depinde de raportul de scurtcircuit i_0/i_k.

γ) *Reactanţa de scăpări a statorului.* Determinarea reactanţei de scăpări X_s se poate face prin mai multe metode. În cele ce urmează este indicată metoda

cu rotorul ridicat: înainte de montarea rotorului se alimentează statorul cu tensiunea redusă U, necesară pentru a obţine curentul nominal I_n; se măsoară tensiunea U, curentul I_n şi puterea absorbită P. Reactanţa X_s rezultă din relaţia:

$$X_s = X - X_r .$$

Reactanţa $X = \sqrt{Z^2 - R^2}$ este cunoscută, deoarece $Z = U/\sqrt{3} I_n$ şi $R = P/1{,}5 I_n^2$ (rezistenţa R se măsoară direct, între două borne ale înfăşurării statorului, indiferent de conexiune).

Reactanţa X_r corespunde fluxului care se închide prin aer, când rotorul este scos; X_r se determină din relaţia:

$$X_r = 15 \frac{w^2 \cdot \xi^2 \cdot l}{p} \left(l - 0{,}5\, l_v + \frac{\tau_p}{6} \right) 10^{-8} \text{ ohmi.}$$

Semnificaţia notaţiilor:

w — numărul de spire pe fază;
ξ — factorul de înfăşurare;
l — lungimea totală a pachetului de tole (inclusiv canalele de ventilaţie), în cm;
l_v — lungimea ocupată de canalele de ventilaţie, în cm;
τ_p — pasul polar, în cm.

Cunoscând pe X şi X_r, rezultă X_s (valorile reactanţelor sunt calculate pe fază). Reactanţa de scăpări X_s, reprezintă 7—20% din rezistenţa nominală a maşinii.

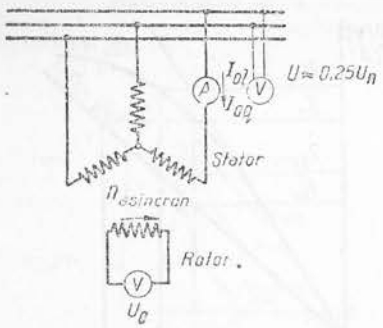


Fig. 54. Determinarea reactanţelor sincrone: longitudinală (X_l) şi transversală (X_q) pentru maşinile cu poli aparenţi:
$X_l = U_l / \sqrt{3}\, I_{0l}$ pentru $U_e = 0$; $X_q = U_q / \sqrt{3}\, I_{0q}$ pentru $U_e = \pm$ maxim.

δ) *Reactanţele sincrone*: longitudinală X_l şi transversală X_q [1]). Reactanţa longitudinală sau directă X_l, corespunde fluxului care se închide după axa polilor, iar reactanţa transversală X_q, corespunde fluxului care se închide după axa neutră.

Cele două reactanţe se pot determina prin aceeaşi încercare, astfel: maşina este alimentată la frecvenţa nominală cu o tensiune redusă (circa 0,25 U_n) şi antrenată puţin sub viteza de sincronism; circuitul de excitaţie rămâne deschis (fig. 54). La inele se leagă un voltmetru (preferabil cu magnet permanent şi bobină mobilă), care măsoară tensiunea indusă în circuitul de excitaţie U_e. Curentul absorbit I_0, oscilează între o valoare minimă şi una maximă; diferenţa între valorile extreme este 30 — 50%. Rezultă:

— reactanţa longitudinală $X_l = U_l / \sqrt{3}\, I_{0l}$;

— reactanţa transversală $X_q = U_q / \sqrt{3}\, I_{0q}$.

[1]) Reactanţele se exprimă deobicei, în procente, prin raportul dintre căderea de tensiune $I_n X$, produsă de curentul nominal I_n în reactanţa X şi tensiunea nominală U_n:

$$X\% = 100\, I_n \cdot X / U_n = 100\, X / R.$$

Raportul: $R = U_n / I_n$ se numeşte *rezistenţa nominală a maşinii*; toate valorile sunt date pe fază.

I_{0l} este curentul minim, măsurat în momentul când $U_e = 0$;
I_{0q} — curentul maxim, măsurat în momentul când U_e are valoarea maximă (într'un sens sau în celălalt sens);
U_l, U_q — tensiunea de alimentare, măsurată în momentul citirii curenţilor I_{0l} şi I_{0q}.

Inregistrarea tensiunilor şi curenţilor se poate face mult mai exact, cu ajutorul oscilografului. Pe oscilogramă (fig. 55) se obţine valoarea minimă şi maximă

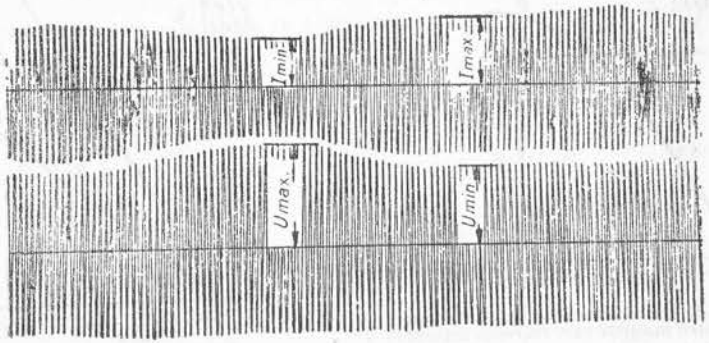


Fig. 55. Determinarea reactanţelor sincrone X_l şi X_q cu ajutorul oscilografului.

a curentului şi respectiv, valoarea maximă şi minimă a tensiunii; rezultă:

$$X_l = U_{max} / \sqrt{3}\, I_{min} ; \quad X_q = U_{min} / \sqrt{3}\, I_{max} .$$

Reactanţa directă (longitudinală) se poate determina şi prin alte metode.

Cazul maşinilor saturate. Generatorul sincron se încarcă pe o rezistenţă pur inductivă ($\cos\varphi = 0$), la curentul I_n şi se reglează excitaţia pentru a avea tensiunea nominală U_n la borne ($i = i_{\cos\varphi=0}$).

Cu ajutorul caracteristicei de gol $E_0 = f(i)$, se găseşte valoarea E_0 care corespunde curentului de excitaţie $i_{\cos\varphi=0}$ (fig. 56).

Rezultă:

$$X_l \cong \frac{E_0 - U_n}{I_n} = \frac{\overline{AB}}{I_n} .$$

Cazul maşinilor nesaturate (unităţile mari). Se utilizează caracteristica de gol $E_0 = f(i)$ şi caracteristica de scurtcircuit trifazat $I_{k3} = f(i)$.

Pentru curentul de excitaţie i oarecare, se obţine tensiunea U pe prelungirea porţiunii rectilinii a caracteristicei de gol (fig. 57); rezistenţa ohmică se poate neglija şi rezultă:

$$X_l = \frac{U}{I_k} = \frac{\overline{AC}}{\overline{BC}} .$$

Reactanţa directă indică limita superioară a reactanţei capacitive pe care se poate încărca maşina sincronă, fără să se autoexcite.

ε) *Reactanţa inversă* X_i. Reactanţa X_i se poate determina prin mai multe metode:

— Printr'o încercare în scurtcircuit bifazat (fig. 58), măsurând curentul I_{k2}, puterea la bornele scurtcircuitate P_{k2} şi tensiunea U la bornele libere, pentru aceeaşi valoare a curentului de excitaţie. Rezultă:

$$X_i = U \cos\varphi / \sqrt{3}\, I_{k2} = P_{k2} / \sqrt{3}\, I_{k2}^2 \cong U / \sqrt{3}\, I_{k2}.$$

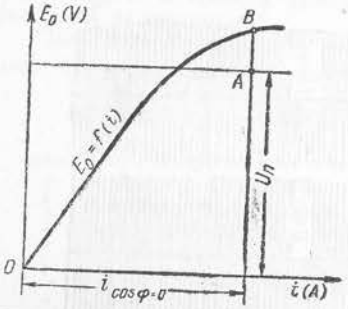


Fig. 56. Determinarea reactanţei sincrone X_l, pentru maşinile care lucrează saturat. Punctul A este obţinut printr'o încercare în sarcină inductivă ($\cos\varphi = 0$) sub curentul I_n şi tensiunea nominală U_n:

$$X_l = \overline{AB} / I_n.$$

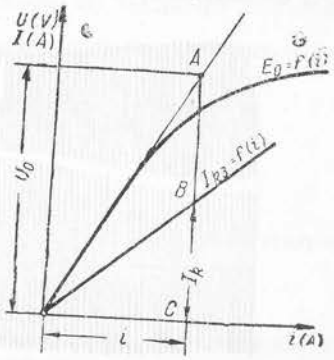


Fig. 57. Determinarea reactanţei longitudinale X_l, pentru maşinile nesaturate:

$$X_l = \frac{U}{I_k} = \frac{\overline{AC}}{\overline{BC}}.$$

— Cu ajutorul caracteristicelor de gol $E_0 = f(i)$, de scurtcircuit trifazat $I_{k3} = f(i)$ şi bifazat $I_{k2} = f(i)$, astfel (fig. 59): paralela la axa ordonatelor, dusă din punctul D ($OD = i$), intersectează caracteristicele de scurtcircuit în punctele C şi B şi prelungirea rectilinie a caracteristicei de gol în punctul A; rezultă:

$$X_i = U\left(\frac{\sqrt{3}}{I_{k2}} - \frac{1}{I_{k3}}\right) = \overline{AD}\left(\frac{\sqrt{3}}{\overline{BD}} - \frac{1}{\overline{CD}}\right).$$

Rezultatul nu este exact, deoarece se obţine prin diferenţa a două valori apropiate.

— Ca medie a valorilor reactanţelor supratranzitorii (longitudinală şi transversală):

$$X_i = \frac{1}{2}\left(X_l'' + X_q''\right)$$

(v. parametrii regimurilor tranzitorii).

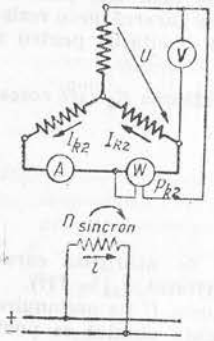


Fig. 58. Determinarea reactanţei inverse X_i, printr'o încercare în scurtcircuit bifazat:

$$X_i = P_{k2} / \sqrt{3}\, I_{k2}^2 \cong U / \sqrt{3}\, I_{k2}$$

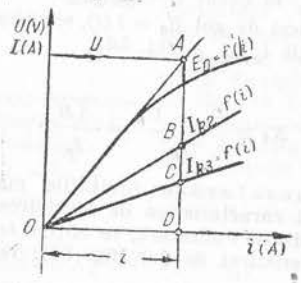


Fig. 59. Determinarea reactanţei inverse X_i, cu ajutorul caracteristicelor de gol $E_0 = f(i)$, de scurtcircuit trifazat $I_{k3} = f(i)$, şi bifazat $I_{k2} = f(i)$.

$$X_i = U\left(\sqrt{3}/I_{k2} - 1/I_{k3}\right).$$

ζ) *Reactanţa homopolară* X_h. Reactanţa X_h se poate determina prin mai multe metode:

— se alimentează indusul legat în triunghi deschis (fig. 60) cu tensiunea U (maşina în repaus, sau în mişcare cu viteza de sincronism); se măsoară curentul absorbit I şi puterea P. Rezultă:

$$X_h = \frac{U \sin\varphi}{3\,I} \cong \frac{U}{3I}; \qquad \sin\varphi = \sqrt{1 - \left(\frac{P}{UI}\right)^2}$$

Înfăşurarea de excitaţie se leagă în scurtcircuit.

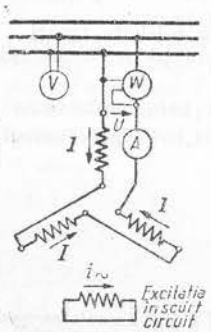


Fig. 60. Determinarea reactanţei homopolare X_h, prin alimentarea indusului în triunghi deschis (maşina în repaus, sau în mişcare cu viteza de sincronism):

$$X_h \cong U / 3\,I.$$

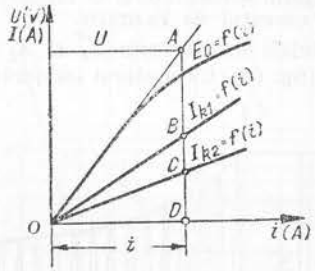


Fig. 61. Determinarea reactanţe homopolare X_h, cu ajutorul caracteristicelor de gol $E_0 = f(i)$, de scurtcircuit bifazat $I_{k2} = f(i)$ şi monofazat $I_{k1} = f(i)$:

$$X_h = \sqrt{3}\, U\left(\sqrt{3}/I_{k1} - 1/I_{k2}\right).$$

— metoda V. A. Tolvinski şi D. V. Efremov. Se utilizează caracteristicele de gol $E_0 = f(i)$, de scurtcircuit bifazat $I_{k2} = f(i)$ şi de scurtcircuit monofazat $I_{k1} = f(i)$; paralela la axa ordonatelor, dusă prin punctul D ($OD = i$), intersectează caracteristicele de scurtcircuit în punctele C şi B şi prelungirea rectilinie a caracteristicei de gol în punctul A (fig. 61). Rezultă:

$$X_h = \sqrt{3}\, U\left(\sqrt{3}/I_{k1} - 1/I_{k2}\right) = \sqrt{3}\, \overline{AD}\left(\frac{\sqrt{3}}{\overline{BD}} - \frac{1}{\overline{CD}}\right)$$

— printr'o încercare în scurtcircuit bifazat, legând două faze la punctul neutru (fig. 45 *c*).

Se măsoară curentul I_{k20} şi tensiunea pe faza liberă U_{k20}:

$$X_h = U_{k20} / I_{k20}.$$

η) *Parametrii regimurilor tranzitorii*. Parametrii regimurilor tranzitorii sunt:

— reactanţele supratranzitorii X_l'' şi X_q'', care corespund valorii iniţiale a curentului în regimul supratranzitoriu I_k'' (I_k'' se amortizează repede);

— reactanţele tranzitorii X_l' şi X_q', care corespund valorii iniţiale a curentului în regimul tranzitoriu I_k' (I_k' se amortizează lent); pentru maşinile cu poli înnecaţi, practic $X_l' = X_q'$.

Metode pentru determinarea reactanţelor:

— Reactanţele longitudinale X_l'' şi X_l' se obţin direct, prin înregistrarea oscilografică a scurtcircuitului trifazat, brusc.

Scurtcircuitul este provocat la funcţionarea în gol, pe toate fazele, simultan. Tensiunea la borne va fi:

— tensiunea nominală, pentru încercările de tip ale maşinii cu cel mai mare pas polar, dintre tipurile unei serii date;

— circa 25% din tensiunea nominală pentru celelalte tipuri.

Cu ajutorul oscilografului se înregistrează: curenţii pe fiecare fază, tensiunea în linie şi curentul de excitaţie.

Reactanţele longitudinale X_l'' şi X_l' se obţin prin prelucrarea oscilogramei curentului (fig. 62). Cu ajutorul înfăşurătoarelor la curbele de curent, ridicate pe

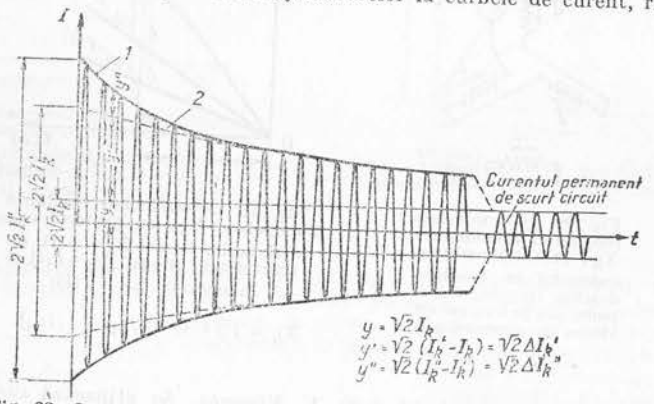


Fig. 62. Oscilograma curentului, la scurtcircuit brusc pe toate fazele: *1* — înfăşurătoarea curbelor de curent, începând din momentul scurtcircuitului; *2* — înfăşurătoarea curbelor de curent, neglijându-se primele amplitudini:

$$X_l'' = U_0 / \sqrt{3}\, I_k''; \quad X_l' = U_0 / \sqrt{3}\, I_k';$$

U_0 — tensiunea la borne înaintea scurtcircuitării;
I_k — curentul permanent de scurtcircuit.

hârtie semilogaritmică, se separă cele două valori caracteristice $\Delta I_k''$ şi $\Delta I_k'$ (fig. 63), şi se obţine:

$$I_k'' = I_k + \Delta I_k' + \Delta I_k''; \quad I_k' = I_k + \Delta I_k';$$

I_k este curentul permanent de scurtcircuit.

Rezultă:

— reactanţa longitudinală supratranzitorie $X_l'' = \dfrac{U_0}{\sqrt{3}\, I_k''}$;

— reactanţa longitudinală tranzitorie $X_l' = \dfrac{U_0}{\sqrt{3}\, I_k'}$;

U_0 este tensiunea la bornele maşinii, înaintea producerii scurtcircuitului.

Reactanţele supratransitorii X_l'' şi X_q'' se pot determina pe maşina în repaus, alimentând monofazat indusul; inductorul se leagă în scurtcircuit pe un ampermetru care măsoară curentul i (fig. 64).

Deplasând rotorul, curentul de excitaţie i variază aproximativ între zero şi un maximum; se măsoară: puterea absorbită P, tensiunea aplicată U şi curentul în indus I. Rezultă:

$$X_l'' = \frac{U \sin\varphi}{2\, I} \cong \frac{U}{2\, I}$$

pentru $i \sim$ maximum;

$$X_q'' = \frac{U \sin\varphi}{2\, I} = \frac{U}{2\, I}$$

pentru $i \sim$ zero;

$$\sin\varphi = \sqrt{1 - \left(\frac{P}{UI}\right)^2}.$$

Pentru exactitate, se pot construi curbele $i = f(\alpha)$ şi $X'' = f(\alpha)$, în funcţie de unghiul de rotaţie α (fig. 65).

Reactanţele sunt independente de valoarea curentului numai la maşinile cu poli aparenţi, fără bare de amortizare.

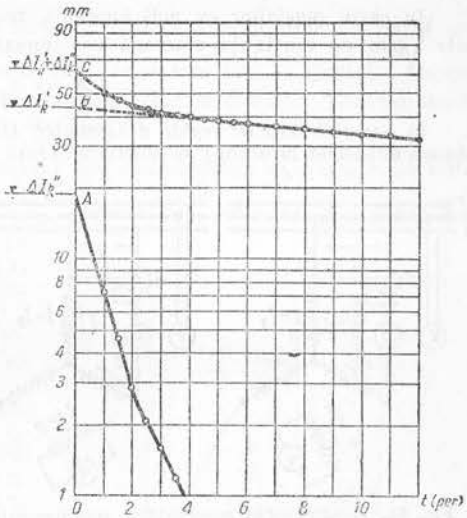


Fig. 63. Separarea valorilor caracteristice ale curentului în regimul tranzitoriu, $\Delta I_k''$ şi $\Delta I_k'$, cu ajutorul înfăşurătoarelor *1* şi *2* (fig. 62), pe hârtie semilogaritmică.

$OA = \Delta I_k''$; $OB = \Delta I_k'$; $OC = \Delta I_k' + \Delta I_k''$.

In cazul maşinilor prevăzute cu bare de amortizare, reactanţele cresc odată cu valoarea curentului; la aceste maşini, încercarea se va face la circa 0,25 I_n, pentru a evita încălzirea excesivă a barelor de amortizare.

Metoda L. C. Mamiconian[1]). Această metodă permite determinarea reactanţelor supratranzitorii X_l'' şi X_q'', fără a deplasa rotorul.

Indusul este alimentat succesiv, pe fiecare pereche de faze, cu aceeaşi tensiune U; se obţin astfel reactanţele X_{ab}, X_{bc}, X_{ca}, calculate ca în metoda precedentă. Reactanţele X_l'' şi X_q'' rezultă din expresiile:

$$X_l'' = X - \Delta X; \quad X_q'' = X + \Delta X$$

[1]) G. K. Jerve — Incercările industriale ale maşinilor electrice. Se admite că abaterea reactanţei X'', în jurul valorii medii $X = \frac{1}{2}(X_l'' + X_q'')$, în funcţie de unghiul α dintre axa indusului şi a inductorului, variază după legea: $X'' = X - \Delta X \cos 2\alpha$, unde $\Delta X = \frac{1}{2}(X_l'' - X_q'')$.

în care:
$$X = \frac{1}{3}(X_{ab} + X_{bc} + X_{ca})$$

şi
$$\Delta X = \frac{2}{3}\sqrt{\Sigma X_{ab}(X_{ab} - X_{bc})}.$$

In cazul maşinilor cu poli aparenţi, reactanţa tranzitorie transversală X'_q, este egală cu reactanţa sincronă corespunzătoare X_q:

$$X'_q = X_q$$

θ) *Sensibilitatea de reglaj a excitaţiei.* Generatorul funcţionează în gol cu tensiunea nominală la borne; se scurtcircuitează reostatul din circuitul de excitaţie

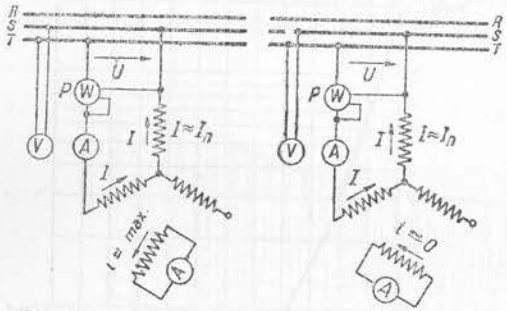


Fig. 64. Determinarea reactanţelor supratranzitorii X''_l şi X''_q prin alimentarea monofazată a indusului:

$X''_l \cong U/2\,I$ pentru $i \sim$ maximum;

$X''_q \cong U/2\,I$ pentru $i \sim$ zero.

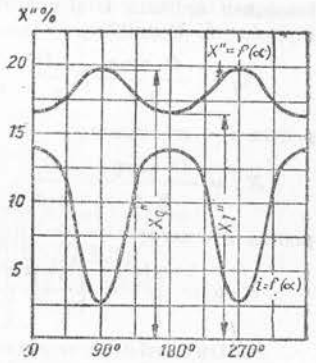


Fig. 65. Variaţia reactanţelor supratranzitorii în funcţie de unghiul de rotaţie α.

al excitatricei şi se înregistrează cu ajutorul oscilografului creşterea tensiunii la bornele circuitului inductor, începând dela valoarea tensiunii nominale a excitaţiei, U_e (STAS 1893-50), aşa cum se arată în fig. 66.

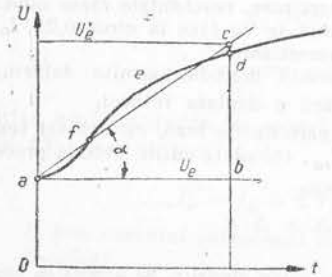


Fig. 66. Sensibilitatea de reglaj a excitaţiei (tg α):

$$\operatorname{tg}\alpha = \frac{dU}{dt} = \frac{U'_e - U_e}{0{,}5\,U_e}.$$

Sensibilitatea de reglaj a excitaţiei este definită prin viteza de creştere a tensiunii de excitaţie U_e:

$$\frac{dU}{dt} = \frac{U'_e - U_e}{0{,}5\,U_e} = \operatorname{tg}\alpha$$

şi se exprimă în procente din valoarea U_e, pe secundă.

Dreapta ac este înclinată sub unghiul α, astfel încât: $S_{(abdefa)} = S_{(abc)}$.

25. Determinarea variaţiei nominale a tensiunii. Variaţia nominală a tensiunii, $u\,\%$, se obţine reducând sarcina maşinii dela valoarea nominală până la zero, menţinând în acelaşi

timp viteza şi curentul de excitaţie la valorile lor nominale, sau rezistenţa circuitului de excitaţie constantă (STAS 1893-50):

$$u\,\% = \frac{E_0 - U_n}{U_n}\,100,$$

U_n este tensiunea nominală la borne (căreia îi corespunde excitaţia nominală, în sarcină);

E_0 — forţa electromotoare la funcţionarea în gol, cu excitaţia nominală.

α) *Metoda suedeză.* Este cea mai întrebuinţată în practică. Variaţia tensiunii se determină pentru sarcina I şi decalajul φ date, cunoscând:

— caracteristica de gol $E_0 = f(i)$;

— curentul de excitaţie i_k, obţinut din caracteristica de scurtcircuit trifazat pentru valoarea I;

— curentul de excitaţie $i_{\cos\varphi=0}$, obţinut prin ridicarea unui punct în sarcină pur inductivă ($\cos\varphi = 0$), la tensiunea nominală U_n şi curentul I.

Construcţia grafică rezultă din fig. 67:

— pe axa orizontală se determină punctul T ($OT = i_0$; $TE = U_n$) şi punctul B ($OB = i_{\cos\varphi=0}$);

— pe verticala TE se determină punctul D: $TD = (1{,}0-1{,}1)\,i_k$; i_k se majorează cu circa 10% pentru maşinile mici (sub 100 kVA), cu 5% pentru maşinile mijlocii şi cu 0—2% pentru maşinile mari;

— prin punctele B şi D se duce un cerc, cu centrul pe axa orizontală în C;

— din punctul T, sub unghiul φ faţă de verticală, se duce segmentul TH; $i = OH$ reprezintă curentul de excitaţie necesar pentru a avea la borne tensiunea nominală U_n, când maşina funcţionează în sarcină cu decalajul φ şi curentul I.

Dacă se ţine seamă de căderea de tensiune ohmică ($\sqrt{3}RI = FG = F'G'$), excitaţia nominală diferă pentru motor şi generator:

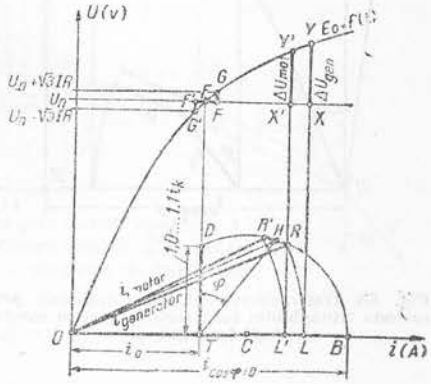


Fig. 67. Determinarea variaţiei tensiunii prin metoda suedeză, pentru sarcina I şi decalajul φ:
OEY — caracteristica de gol;
i_0 — curentul de excitaţie în gol, pentru $E_0 = U_n$;
I_k — curentul de excitaţie în scurtcircuit, pentru valoarea I;
$I_{\cos\varphi=0}$ — curentul de excitaţie la curentul I, tensiunea U şi $\cos\varphi = 0$;
$OH = i$ — curentul nominal de excitaţie (la curentul I, tensiunea U şi decalajul φ).

$$i_{mot} = OR'; \quad HR' = EF' \text{ şi } i_{gen} = OR; \quad HR = EF.$$

Rezultă căderea de tensiune $\Delta U = E_0 - U_n$ (fig. 67):

— pentru generator: $\Delta U_{gen} = XY$;

— pentru motor: $\Delta U_{mot} = X'Y'$.

Se deduce uşor variaţia nominală a tensiunii.

β) *Metoda triunghiului caracteristic.* Elementele necesare pentru construcţia grafică (fig. 68) sunt aceleaşi. Cunoscând curentul i_k şi unghiul α al caracteristicei liniare de gol, se construeşte triunghiul caracteristic FGH, cu vârful H pe verticala punctului B ($OB = i_{\cos\varphi=0}$); rezultă tensiunea $U_p = FG$, cu care se construeşte diagrama vectorială şi se obţine forţa electromotoare E. Vectorul E se rabate pe axa verticală în L; pe orizontala punctului L se determină valoarea excitaţiei Δi [1]). Se adună geometric curenţii $i_{0\delta}$, i_k (sub unghiul φ faţă de verticală) şi Δi; se obţine astfel excitaţia nominală i, căreia îi corespunde valoarea E_0 pe curba de gol punctul K), etc.

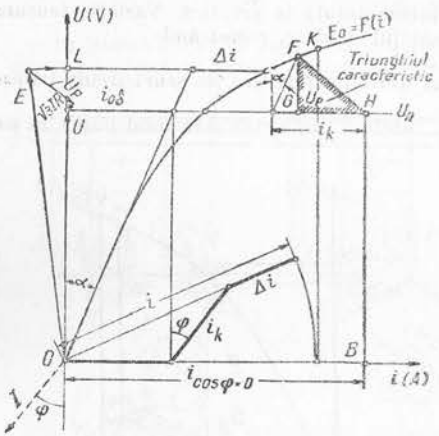


Fig. 68. Determinarea variaţiei tensiunii prin metoda triunghiului caracteristic, pentru sarcina I şi decalajul φ.

26. Determinarea randamentului. Determinarea randamentului se poate face prin metoda opoziţiei, sau a pierderilor separate.

α) *Metoda opoziţiei.* Se utilizează două maşini identice care se cuplează în paralel, la tensiunea nominală U_n (fig. 69 *a*); una din maşini funcţionează în regim supraexcitat, iar a doua subexcitat. Curentul de încărcare (dewattat) al fiecărei maşini (I_1, I_2) este egal cu sarcina I pentru care se face determinarea randamentului:

$$I_1 \cong I_2 \cong I. \quad \text{(fig. 69 } b\text{)}.$$

Curentul absorbit din reţea I', necesar pentru acoperirea pierderilor, este adus la valoarea minimă prin reglajul fin al excitaţiei; în această situaţie:

$$I' = I_{w1} + I_{w2}. \quad \text{(fig. 69 } b\text{)}.$$

Se măsoară puterea absorbită din reţea P, curentul I' şi tensiunea de alimentare U_n; rezultă randamentul, pentru sarcina I şi decalajul φ:

— generator sincron $$\eta_{gen}\,\% = \frac{\sqrt{3}\,U_n\,I\cos\varphi}{\sqrt{3}\,U_n\,I\cos\varphi + 0{,}5\,P + U_e\,i}\,100;$$

— motor sincron $$\eta_{mot}\,\% = \frac{\sqrt{3}\,U_n\,I\cos\varphi - 0{,}5\,P}{\sqrt{3}\,U_n\,I\cos\varphi + U_e\,i}\,100;$$

U_e este tensiunea de alimentare a excitaţiei, iar i este curentul de excitaţie corespunzător sarcinii I, dedus din caracteristica de reglaj $I = f(i)$, pentru decalajul φ.

β) *Metoda pierderilor separate.* Se aplică aproape exclusiv pentru determinarea randamentului. Se deosebesc trei categorii de pierderi: pierderi în gol p_0, pierderi în sarcină p_I şi pierderi în excitaţie, p_e.

[1]) Δi = curentul de excitaţie necesar pentru magnetizarea fierului;
$i_{0\delta}$ = curentul de excitaţie necesar pentru magnetizarea întrefierului (v. fig. 83).

Pierderile în gol: $p_0 = p_{Fe} + p_m$; pierderile în fier p_{Fe} şi pierderile mecanice p_m, se determină prin încercarea în gol, la tensiunea nominală (v. fig. 25).

Pierderile în sarcină: $p_I = p_{Cu} + p_s$; $p_{Cu} = 1{,}5\ RI^2$ sunt pierderile în înfăşurarea indusului produse prin efect Lenz-Joule; rezistenţa R se măsoară pe maşina rece, între două borne ale înfăşurării (indiferent de conexiune), şi se recalculează la 75°C;

p_s sunt pierderile suplimentare, care se determină prin încercarea în scurtcircuit (v. fig. 47) pentru curentul I, sau prin metoda lansării (v. fig. 48). Dacă încercarea în scurtcircuit s'a făcut la curentul $I_k < I$, căruia îi corespund pierderile suplimentare p_{sk}, atunci:

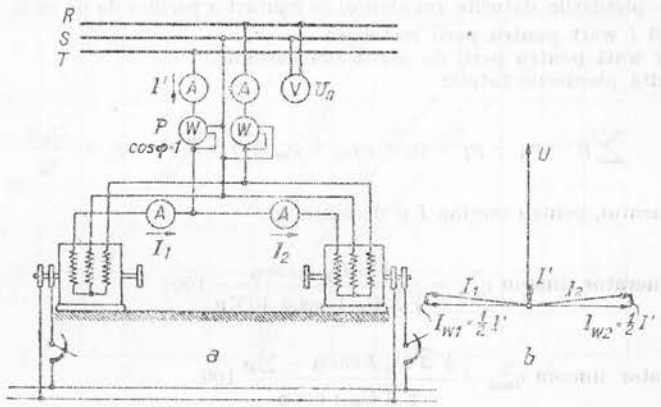


Fig. 69. Determinarea randamentului prin metoda opoziţiei: $I_1 \cong I_2 \cong I$; $I_{w_1} + I_{w_2} = I'$; pierderile totale în fiecare maşină: $\Sigma p = 0{,}5\,P + U_e\,i$.
a — schema de conexiuni; *b* — diagrama de funcţionare.

$$p_s = \left(\frac{I}{I_k}\right)^2 p_{sk}.$$

In cazul maşinilor mici, cu indusul rotor, se adaugă pierderile datorite rezistenţei de contact a periilor, luându-se:

— 0,9 I watt pentru perii metalice;

— 3 I watt pentru perii de grafit sau cărbune.

Pierderile totale în excitaţie (inclusiv în reostatul de reglaj şi la inelele rotorului inductor) sunt:

$$p_e = \frac{U_e\,i}{\eta_e},$$

unde U_e este tensiunea la bornele circuitului de excitaţie, iar

η_e este randamentul excitatoarei (montată pe acelaşi ax).

Pierderile în excitaţie se pot determina şi prin însumarea pierderilor separate, astfel:

$$p_e = r_e\, i^2 + p_R + p'_e + p_i;$$

r_e — rezistenţa înfăşurării de excitaţie (inductorul), măsurată pe maşina rece şi recalculată la 75°C;
p_R — pierderile în reostatul de reglaj al excitaţiei;
p'_e — pierderile totale ale excitatoarei;
p_i — pierderile datorite rezistenţei de contact a periilor de pe inele, luându-se
— 0,6 i watt pentru perii metalice;
— 2 i watt pentru perii de grafit sau cărbune.
Rezultă pierderile totale:

$$\sum p = p_0 + p_I + p_e = p_{Fe} + p_m + 1{,}5\, R\, I^2 + p_s + \frac{U_e\, i}{\eta_e}$$

şi randamentul, pentru sarcina I şi decalajul φ:

— generator sincron $\eta^{\%}_{gen} = \dfrac{\sqrt{3}\, U_n\, I \cos\varphi}{\sqrt{3}\, U_n\, I \cos\varphi + \sum p}\, 100;$

— motor sincron $\eta^{\%}_{mot} = \dfrac{\sqrt{3}\, U_n\, I \cos\varphi - \sum p}{\sqrt{3}\, U_n\, I \cos\varphi}\, 100.$

Exemplu. Generator trifazat: $U_n = 318$ V; $I_n = 1\,200$ A (valorile sunt date pe fază).

Determinarea variaţiei nominale a tensiunii pentru $\cos\varphi = 1$ şi $\cos\varphi = 0{,}8$ la 5/4, 1/1 şi 1/2 din sarcina nominală. Se aplică metoda suedeză, utilizând:
— caracteristica de gol $E_0 = f(i)$;
— caracteristica de scurtcircuit $I_k = f(i)$;
— caracteristica reglajului $I = f(i)$, pentru $\cos\varphi = 0$ şi $U = 318$ V (fig. 70). Pentru i_k s'a luat majorarea de 5%.

Rezultatele sunt cuprinse în tabela 7.

Tabela 7

Sarcina	I A	i_0 A	i_k A	1,05 i_k A	$i_{\cos\varphi=0}$ A	$\cos\varphi = 1$			$\cos\varphi = 0{,}8$		
						i A	E_0 V	u%	i A	E_0 V	u%
5/4	1 500	26	27,6	29	63	39	371	16,7	53,3	388	22
1/1	1 200	26	22	23,1	54,5	35	357	12,3	46,8	378	18,9
1/2	600	26	11	11,6	39	28,3	336	5,7	34,8	353	11

După determinarea curentului nominal de excitaţie i, s'au trasat caracteristicile de reglaj $I = f(i)$ pentru $\cos\varphi = 1$ şi $\cos\varphi = 0{,}8$.

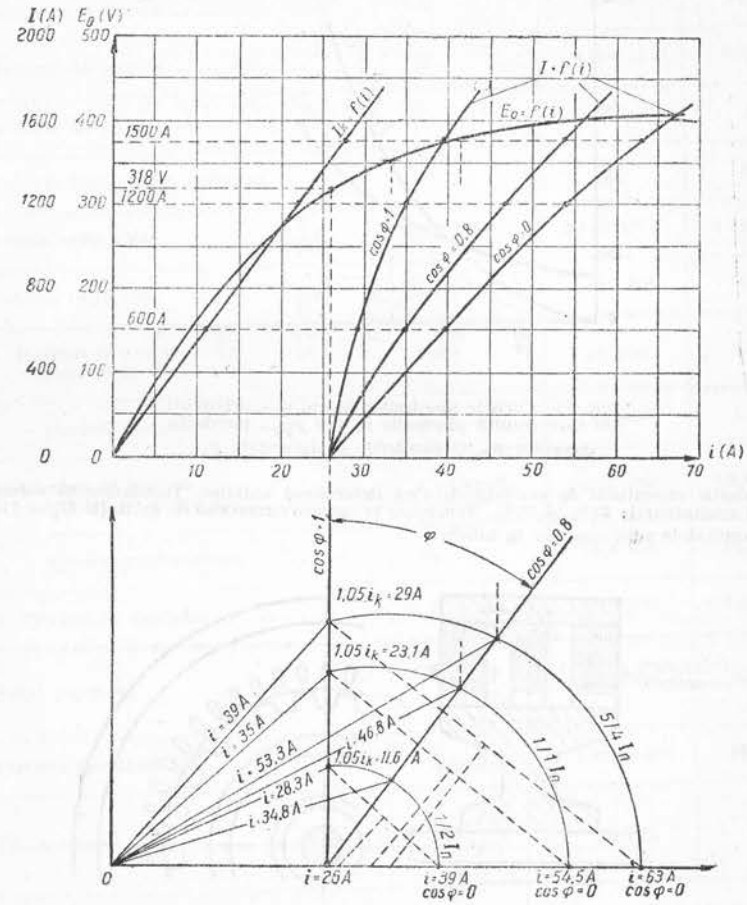


Fig. 70. Exemplu: determinarea variaţiei nominale a tensiunii prin metoda suedeză.

Determinarea randamentului la sarcina nominală $I_n = 1\,200$ A, pentru cos $\varphi = 1$ şi cos $\varphi = 0{,}8$, prin metoda pierderilor separate. Se utilizează curbele pierderilor în gol şi scurtcircuit (fig. 71): $p_0 = f(E_0)$ şi $p_{Cu} + p_s = f(i)$; $R = 0{,}0042\ \Omega$.

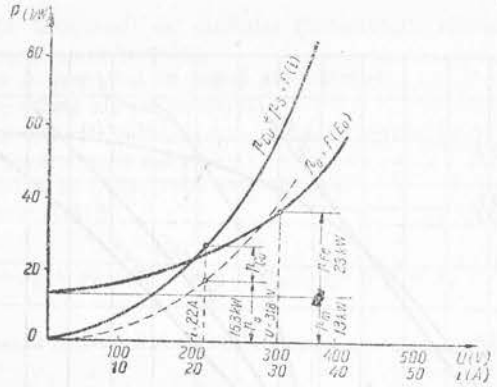


Fig. 71. Curbele pierderilor în gol şi scurtcircuit, din care rezultă pierderile în fier p_{Fe}, pierderile mecanice p_m şi pierderile suplimentare p_s.

Valorile curentului de excitaţie i, s'au determinat anterior. Randamentul corespunzător al excitatoarei: 81% şi 79%. Tensiunea la bornele circuitului de excitaţie $U_e = 110$ V. Rezultatele sunt cuprinse în tabela 8.

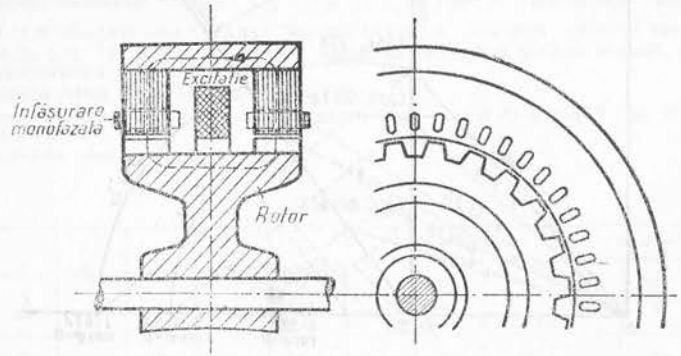


Fig. 72. Maşina sincronă monofazată, de înaltă frecvenţă.

27. **Incercările maşinilor sincrone de înaltă frecvenţă.**

α) *Generalităţi.* Construcţia maşinilor de înaltă frecvenţă diferă de cea obişnuită. Statorul poartă două înfăşurări: una de curent alternativ (monofazată) plasată în crestături şi a doua, de curent continuu, pentru excitaţie, aşezată între pachetele de tole. Alimentarea excitaţiei se face dela o sursă separată.

Rotorul, construit din oţel turnat, este prevăzut cu dinţi pe toată periferia (fig. 72).

Maşinile de înaltă frecvenţă se construesc pentru puteri până la 500 kVA şi frecvenţa până la 10 000 Hz. Pentru măsurări se utilizează instrumente termice.

Tabela 8

Tensiunea la borne	U	318 V	318 V
Curentul de sarcină	I	1 200 A	1200 A
Factorul de putere	cos φ	1,0	0,8
Curentul nominal de excitaţie	i	35	46,8
Puterea utilă kVA	$P_u = 3\,UI$	1 145 kVA	1 145 kVA
Puterea utilă kW	$P_u = 3UI \cos \varphi$	1 145 kW	916 kW
1. Pierderi în gol — pierderi în fier.....	p_{Fe}	23 kW	23 kW
— pierderi mecanice	p_m	13 kW	13 kW
2. Pierderi în sarcină — pierderi în cupru indus	$p_{Cu} = 1{,}5\,RI^2$	9,15 kW	9,15 kW
— pierderi suplimentare	p_s	16,3 kW	16,3 kW
3. Pierderi în excitaţie	$p_e = U_e\, i\, /\eta_e$	4,75 kW	6,55 kW
Total pierderi.....	$\sum p = p_{Fe} + P_m + p_{Cu} + p_s + p_e$	66,2 kW	68 kW
Puterea absorbită kW	$P_a = P_u + \sum p$	1 211,2 kW	986 kW
Randamentul %	$\eta\% = 100\,\dfrac{P_u}{P_a}$	94,7 %	73 %

β) *Incercarea în gol şi în scurtcircuit.* Se execută la fel ca la maşinile sincrone de frecvenţă industrială, obţinându-se caracteristicele $E_0 = f(i)$ şi $I_k = f(i)$; exemplu în fig. 73: generator 150 kVA; $I = 250$ A; $f = 7\,500$ Hz; $n = 1\,500$ rot/min.

Caracteristica de scurtcircuit se poate ridica până la excitaţia nominală, deoarece curentul de scurtcircuit este redus din cauza reactanţei inductive — $L\omega$ — mari, a înfăşurării de curent alternativ.

Exemplu (fig. 73). Pentru $i = 4$ A, s'a obţinut $I_k = 390$ A; rezultă:

$$I_k / I_n = 390/250 = 1{,}56.$$

Determinarea reactanţei inductive $X_L = L\omega$. Reactanţa X_L se determină cu ajutorul încercărilor în gol şi în scurtcircuit, astfel: pentru o valoare dată a excitaţiei i, se obţine E_0 din caracteristica de gol şi I_k din caracteristica de scurtcircuit. Urmărind şi diagrama de funcţionare dată în fig. 74, rezultă (la scurtcircuit $U = 0$):

$$E_0 = U_L = L\omega \cdot I_k;\ X_L = L\omega = E_0 / I_k.$$

In fig. 73 s'au reprezentat curbele $X_L = f(i)$ şi $L = f(i)$.

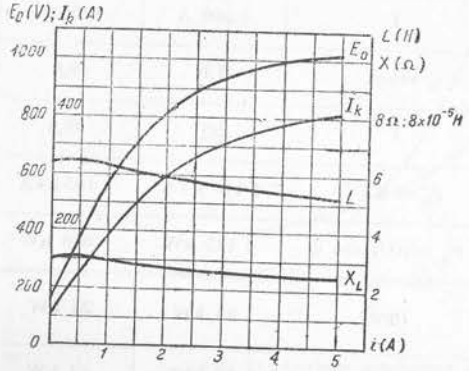


Fig. 73. Caracteristicele maşinii sincrone de înaltă frecvenţă:
— în gol: $E_0 = f(i)$;
— în scurtcircuit: $I_k = f(i)$.
Variaţia reactanţei X_L şi a inductanţei L, cu excitaţia i:

$$X_L = L\omega = E_0 / I_k.$$

γ) *Incercarea în sarcină.* Maşina se încarcă deobicei pe o rezistenţă lichidă; dacă rezistenţa se leagă direct la borne, tensiunea obţinută U, are o valoare mică,

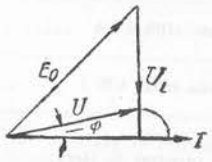


Fig. 74. Diagrama de funcţionare a maşinii sincrone de înaltă frecvenţă:

$$\overline{E}_0 + \overline{U}_L = \overline{U};$$

la scurtcircuit

$$E_0 = -U_L.$$

din cauza căderii de tensiune inductivă $U_L = L\omega I$ care este considerabilă. Căderea de tensiune U_L este compensată cu ajutorul capacităţii C (fig. 75).

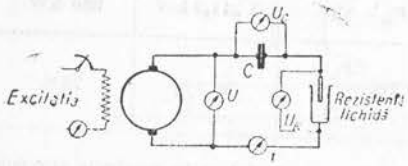


Fig. 75. Incercarea în sarcină a maşinii sincrone de înaltă frecvenţă.

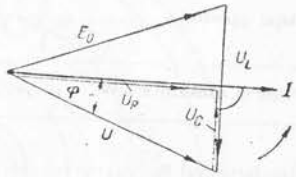


Fig. 76. Diagrama de funcţionare a maşinii sincrone de înaltă frecvenţă, în sarcină:

$$E_0 = U;\ 2\,U_C = U_L;\quad C = 2/\omega^2 L.$$

Diagrama de funcţionare în sarcină este dată în fig. 76; valoarea capacităţii se stabileşte astfel încât tensiunea la borne în sarcină U, să fie egală cu forţa electromotoare în gol, E_0; rezultă:

$$2\,U_C = U_L \text{ şi } C = \frac{2}{\omega^2 L}.$$

Exemplu. Din diagramele reprezentate în fig. 73 se obţine, pentru $i = 4$ A: $E_0 = 990$ V; $I_k = 390$ A; $X_L = 2{,}5\Omega$; $L = 5{,}4 \cdot 10^{-5}$ H; ($f = 7\,500$ Hz).

Rezultă:

— reactanţa capacitivă ..... $X_C = \dfrac{X_L}{2} = 1{,}25\ \Omega$;

— capacitatea condensatorului ..... $C = \dfrac{2}{(2\pi f)^2 L} = 1{,}7 \cdot 10^{-5}\ F$.

Pentru curentul nominal $I = 250$ A şi $U = E_0 = 990$ V se obţine:

— căderea de tensiune inductivă ..... $U_L = X_L I = 625$ V;
— căderea de tensiune la bornele capacităţii.. $U_C = X_C I = 312{,}5$ V;
— căderea de tensiune la bornele rezistenţei.. $U_R = \sqrt{U^2 - U_C^2} = 945$ V;
— puterea aparentă debitată ..... $S = UI = 247{,}5$ kVA;
— puterea reactivă în (condensator)..... $Q = U_C I = 78$ kvar;
— puterea activă (în rezistenţa lichidă) ..... $P = U_R I = 235$ kW,
— factorul de putere ..... $\cos\varphi = P/S = 0{,}95$.

D. Incercările maşinilor de curent continuu

28. **Generalităţi.** Incercările maşinilor de curent continuu au ca obiect ridicarea caracteristicelor pentru generatori şi motoare, determinarea randamentului prin metode directe şi indirecte, tararea maşinilor de platformă, determinarea condiţiilor de comutaţie, etc.

Notaţii:

I — curentul în linia de alimentare;
I_a — curentul în indus, excitaţie serie şi polii de comutaţie;
i — curentul în excitaţia derivaţie;
i_s — curentul în excitaţia separată;

	generator	motor
— excitaţie separată şi serie:	$I_a = I$;	$I_a = I$;
— excitaţie derivaţie şi compound:	$I_a = I + i$;	$I_a = I - i$.

E_0 — forţa electromotoare în gol;
E — forţa electromotoare în sarcină;
U — tensiunea la bornele circuitului principal;
U_e — tensiunea la bornele circuitului de excitaţie (separată sau derivaţie);
R_a — rezistenţa totală a circuitului indusului (inclusiv rezistenţa de contact a periilor);
r_a — rezistenţa înfăşurării indusului;
r — rezistenţa înfăşurării de excitaţie derivaţie sau separată;
R — rezistenţa de reglaj a excitaţiei;
w — număr de spire (în general);
Θ — amperspire (în general);
Θ_s — amperspirele excitaţiei separate;
Θ_e — amperspirele excitaţiei derivaţie;
Θ_h — amperspirele excitaţiei serie;
Θ_r — amperspirele de reacţiune a indusului;
Φ_a — fluxul rezultant în indus;
B_a — inducţia magnetică corespunzătoare fluxului Φ_a

29. Date de funcţionare

α) *Poziţia periilor.* In cazul maşinilor cu poli de comutaţie, periile se găsesc în zona neutră la orice sarcină; la maşinile fără poli de comutaţie, este necesar a deplasa periile în sensul rotaţiei sau în sens invers — după cum maşina este generator sau motor — pentru a obţine cumutaţia fără scântei.

Pentru fiecare valoare a sarcinii există o poziţie a periilor căreia îi corespunde comutaţia optimă; în practică, poziţia periilor se determină astfel încât să se obţină comutaţia optimă la 2/3 din sarcina nominală.

β) *Schimbarea sensului de rotaţie.* Sensul de rotaţie se poate schimba prin inversarea curentului în circuitul indusului sau în circuitul de excitaţie, atât pentru maşinile serie cât şi derivaţie.

In practică, se inversează sensul curentului în indus, prin schimbarea bornelor la care se leagă periile (A, B); în cazul maşinilor cu poli de comutaţie se vor inversa şi bornele acestora (G, H).

Sensul de rotaţie — dreapta sau stânga — se consideră privind maşina dinspre colector.

La schimbarea sensului de rotaţie se va observa ca polaritatea excitaţiei derivaţie să rămână aceeaşi, pentru a nu anula magnetismul remanent al polilor.

Exemplu. Generator derivaţie (fig. 77 *e*); borna D este legată — prin polii auxiliari — la peria negativă B; în fig. 77 *f*, — după schimbarea sensului de rotaţie — borna D este legată tot la peria negativă, care de data aceasta este A; sensul curentului în excitaţia derivaţie a rămas acelaşi (dela C către D).

Maşinile de curent continuu se rotesc în sensuri contrare, după cum funcţionează ca motor sau generator, adică se păstrează acelaşi sens al curentului în indus şi în excitaţie (fig. 77 *e* şi *h*). Maşinile cu excitaţie separată sau derivaţie pot funcţiona în regim de motor sau generator, păstrând acelaşi sens de rotaţie, fără a schimba vreo conexiune (fig. 77 *e* şi *g*); la maşinile serie (fig. 77 *a* şi *c*) sau compound (fig. 77 *i* şi *k*), este necesar a schimba între ele bornele indusului (A, B) sau ale excitaţiei serie (E, F), pentru a păstra acelaşi sens de rotaţie la trecerea din regim de generator în regim de motor sau invers.

γ) *Determinarea zonei neutre.* Metoda tensiunii maxime. Maşina funcţionează ca generator, în gol, la turaţia nominală şi este excitată dela o sursă separată; se poate utiliza şi excitaţia derivaţie fără a schimba poziţia reostatului de reglaj în timpul încercării.

Excitaţia şi turaţia se menţin constante şi se deplasează periile până când voltmetrul legat la bornele indusului arată tensiunea maximă; în această poziţie, periile se găsesc în zona neutră. Metoda nu este exactă.

Metoda inductivă. Maşina în stare de repaus, este excitată dela o sursă exterioară, cu tensiune redusă: (6—12) V; la bornele indusului se leagă un milivoltmetru sensibil. La întreruperea şi restabilirea bruscă a curentului de excitaţie, acul milivoltmetrului deviază; sensul şi mărimea derivaţiilor depind de poziţia periilor, care se deplasează până când acul indicator nu mai deviază. Este necesară repetarea experienţei pentru diferite poziţii ale rotorului.

δ) *Ordinea de succesiune a polilor* (principali şi auxiliari). Succesiunea polilor trebue să respecte regula următoare: la generatori, un pol auxiliar (n, s) se găseşte înaintea polului principal (N, S) de acelaşi nume, iar la motoare, după acesta.

	Generator	Motor
Ordinea polilor.....	$N-s-S-n$	$N-n-S-s$
Sensul rotaţiei	→	→

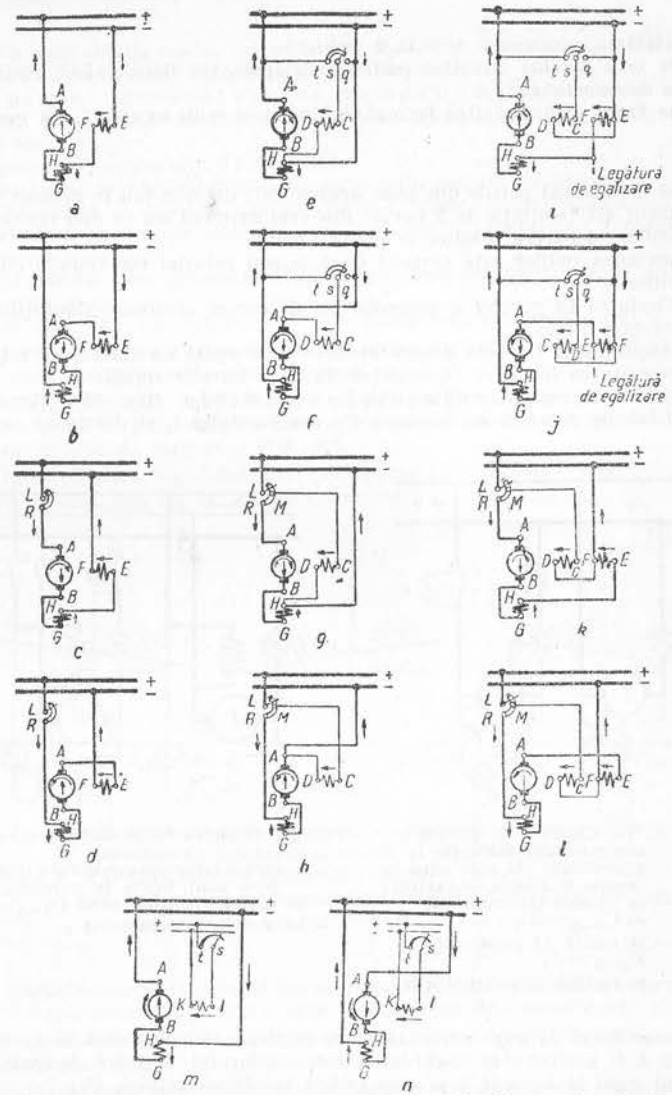


Fig. 77. Schimbarea sensului de rotaţie al maşinilor de curent continuu.
Scheme de conexiuni

Generator serie
a — dreapta; *b* — stânga;
Generator derivaţie
e — dreapta; *f* — stânga
Generator compound
i — dreapta; *j* — stânga

Motor serie
c — dreapta; *d* — stânga
Motor derivaţie
g — dreapta; *h* — stânga
Motor compound
k — dreapta; *l* — stânga

Generator cu excitaţie separată
m — dreapta; *n* — stânga.

Verificarea conexiunii corecte a polilor:

— se lasă deschis circuitul polilor principali, iar dacă există excitaţie compund, se deconectează;

— se trece prin circuitul format de indus şi polii auxiliari, un curent redus $\left(\frac{1}{10} I_n\right)$;

— se deplasează periile din zona neutră, într'un sens sau în celălalt sens, până când rotorul are tendinţa de a porni; din acel moment nu se mai continuă deplasarea periilor, deoarece maşina se poate ambala.

Conexiunea polilor este corectă dacă sensul rotaţiei corespunde cu al deplasării periilor.

ε) *Cuplarea în paralel a generatorilor de curent continuu.* Condiţiile necesare pentru cuplare sunt:

— tensiunea la bornele generatorului să fie egală cu tensiunea reţelei;

— polaritatea bornelor să corespundă cu a barelor reţelii.

Cuplarea generatorului derivaţie (fig. 78). Generatorul *I* funcţionează pe reţeaua de tensiune U_1, cu excitaţia i_1 şi debitează curentul I_1;

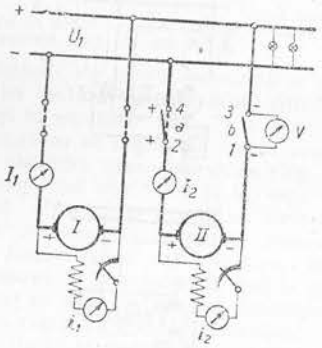


Fig. 78. Cuplarea în paralel a generatorului derivaţie:
— generatorul *II* este adus la turaţia nominală, neexcitat;
— se închide întreruptorul *a*: $U_{2-4} = U_1$;
— se excită *II* până când $U_{2-4} = 0$;
— se închide întreruptorul *b*.

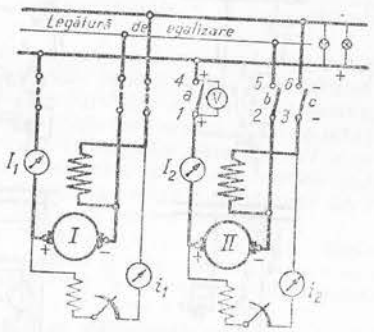


Fig. 79. Cuplarea în paralel a generatorului compound:
— se închid întreruptoarele *b* şi *c* (excitaţiile serie sunt legate în paralel);
— se excită *II*, până când $U_{1-4} = 0$;
— se închide întreruptorul *a*.

— generatorul *II* care urmează să se cupleze, este antrenat la turaţia nominală, fără a fi excitat; la închiderea întreruptorului *a* (între bornele *2* şi *4*), voltmetrul legat la bornele *1* şi *3* va indica tensiunea reţelei, U_1;

— se excită generatorul *II* şi, dacă polaritatea este corectă, indicaţiile voltmetrului descresc; în momentul când voltmetrul indică zero, tensiunea la bornele generatorului *II* este egală cu a reţelei, polarităţile corespund şi se poate face cuplarea prin închiderea întreruptorului *b* (între bornele *1* şi *3*).

Pentru a debita curentul I_2, se excită în continuare generatorul *II*, astfel încât forţa electromotoare în indus E_2, să fie mai mare decât tensiunea la borne U_1; $I_2 = (E_2 - U_1)/R_{a2}$.

Dacă excitaţia i_2 scade, astfel încât $E_2 < U_1$, curentul I_2 schimbă de sens (este absorbit din reţea) şi maşina devine motor.

Cuplarea generatorului compound. Pentru o bună funcţionare în paralel, este necesar ca maşinile să aibă aceeaşi cădere de tensiune, dela gol la plină sarcină.

Cuplarea generatorului *II* (fig. 79).

— se leagă în paralel excitaţiile serie, prin închiderea întreruptorilor *b* şi *c*;

— tensiunea la bornele generatorului *I* scade puţin, deoarece curentul I_1 se repartizează în ambele excitaţii serie; se excită generatorul *I* pentru a restabili valoarea tensiunii;

— se excită apoi generatorul *II*, până când voltmetrul legat între bornele *1* şi *4* arată zero;

— se cuplează generatorul *II*, prin închiderea întreruptorului *a*.

Se poate proceda şi invers, legând în paralel întâi indusul (întreruptorii *a* şi *b*) şi apoi excitaţia serie (întreruptorul *c*).

30. **Caracteristicele maşinilor de curent continuu.** Caracteristicele principale ale maşinilor de curent continuu arată variaţia excitaţiei *i*, a tensiunii *U* şi a turaţiei *n*, în funcţie de sarcina *I* (fig. 80).

— Caracteristica reglajului $i = f(I)$ pentru U, n = const (fig. 80 *a*), se ridică atât pentru motoare cât şi pentru generatori.

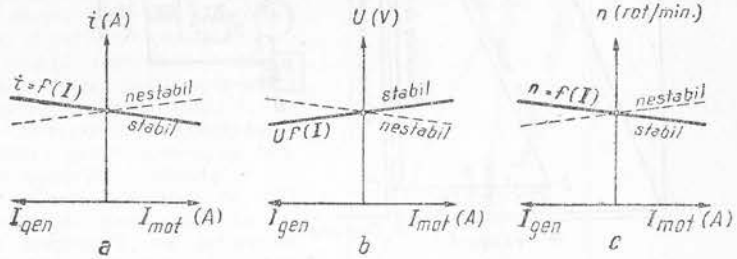


Fig. 80. Caracteristicele principale ale maşinilor de curent continuu în funcţionarea stabilă şi nestabilă:
a — Caracteristica relgajului $i = f(I)$; U, n = const.
b — Caracteristica tensiunii (sau externă) $U = f(I)$; i, n = const.
c — Caracteristica turaţiei $n = f(I)$; U, i = const.

— Caracteristica tensiunii la borne (denumită şi caracteristică externă), $U = f(I)$ pentru i, n = const. (fig. 80 *b*), este specifică pentru generatori.

— Caracteristica turaţiei $n = f(I)$ pentru U, i = const. (fig. 80 *c*), este specifică pentru motoare.

Caracteristicele principale se pot determina direct cu ajutorul diagramei generale a maşinii de curent continuu.

α) *Diagrama generală a maşinii de curent continuu.* Construirea diagramei necesită următoarele elemente:

— caracteristica de gol $E_0 = f(i$ sau $\Theta)$;

— rezistenţa totală a circuitului indusului R_a;

— amperspirele de reacţiune a indusului Θ_r.

Fig. 81 reprezintă diagrama generală a unui generator cu excitaţie separată şi proprie (serie + derivaţie) construită pentru o sarcină dată I, cu ajutorul căderii de tensiune ohmică, IR_a şi a amperspirelor:

$\Theta_s = w_s i_s$ — amperspirele excitaţiei separate, independente de I şi U;

Θ_r — amperspirele de reacţiune a indusului, determinate cu ajutorul caracteristicei de sarcină $U = f(i)$, pentru curentul I (v. § 30 β);

Θ_h — amperspirele excitaţiei serie (compound).

Pe diagramă, amperspirele se măsoară spre dreapta sau spre stânga după cum întăresc sau slăbesc câmpul, iar căderea de tensiune ohmică se măsoară deasupra axei orizontale pentru generator şi dedesubt pentru motor.

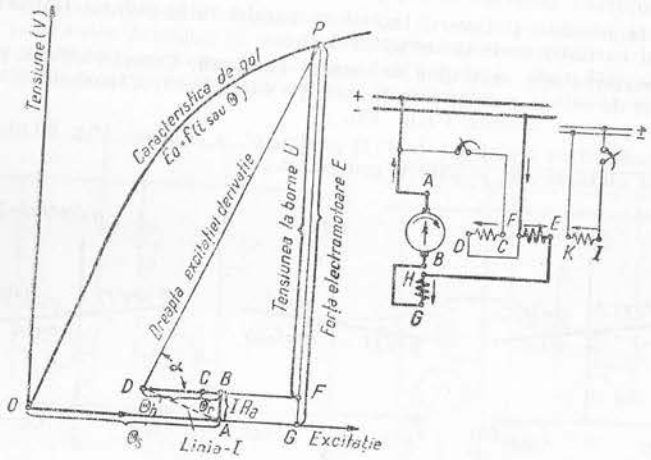


Fig. 81. Diagrama generală a maşinii de curent continuu.

Exemplu: generator cu excitaţie separată (KI), derivaţie (CD) şi serie (EF).

$OA = \Theta_s$ = amperspirele excitaţiei separate; $AB = I\,R_a$ = căderea de tensiune ohmică;

$BC = \Theta_r$ = amperspirele de reacţiune a indusului;

$CD = \Theta_h$ = amperspirele excitaţiei serie;

AD = linia I; DP = dreapta excitaţiei derivaţie ($\operatorname{tg}\alpha = R + r = U_e/i$);

$DF = \Theta_e$ = amperspirele excitaţiei derivaţie; $PG = E$ = forţa electromotoare în sarcină.

Construcţia este următoarea: se trasează conturul deschis $OABCD$; din punctul D se duce dreapta DP, sub unghiul α ($\operatorname{tg}\alpha$ = rezistenţa circuitului derivaţie $= R + r = U_e/i$). Rezultă:

— tensiunea la borne $U = PF$;

— amperspirele excitaţiei derivaţie $\Theta_e = DF$, care depind numai de tensiunea U;

— forţa electromotoare în sarcină $E = PG$.

Dreapta DP este denumită dreapta caracteristică a excitaţiei derivaţie (în cazul excitaţiei separate sau serie, $\alpha = 90°$).

Segmentul AD reprezintă rezultanta mărimilor care depind de curent: IR_a, Θ_r, Θ_h şi determină linia curentului de sarcină — prescurtat, *linia I* — cu ajutorul căreia se pot determina celelalte caracteristice.

Linia I reprezintă locul geometric al punctelor D, pentru diferite valori ale curentului I; dacă Θ_r variază liniar cu I, este suficient un singur punct pentru a determina linia I care este o dreaptă; dacă Θ_r nu variază liniar, linia I trebue construită punct cu punct (pentru diferite valori ale curentului), obţinându-se o curbă (v. fig. 99).

Caracteristicele principale $i = f(I)$, $U = f(I)$ şi $n = f(I)$ se pot determina indirect cu ajutorul *liniei I* şi caracteristicei de gol $E_0 = f(i)$.

Construcţia este următoarea (fig. 82):

— se duce *linia I* prin punctul P_0, care corespunde tensiunii U_0, la funcţionarea în gol cu turaţia n;

— pentru o valoare dată a curentului I, se obţine punctul P situat pe *linia I*, prin construcţia arătată în fig. 81;

— prin punctul P se duc paralele la axa absciselor, la dreapta excitaţiei derivaţie, $P\,A$ şi la axa ordonatelor, care întâlnesc curba $E_0 = f(i)$ respectiv în punctele x, y şi z.

$Px = \Delta i$ reprezintă variaţia excitaţiei, necesară pentru a menţine tensiunea şi turaţia constante;

$Py = \Delta U$ reprezintă variaţia tensiunii, necesară pentru a menţine turaţia şi excitaţia constante;

$Pz = \Delta n$ reprezintă variaţia turaţiei necesară pentru a menţine tensiunea şi excitaţia constante.

Cu ajutorul mărimilor Δi, ΔU şi Δn, obţinute pentru diferite valori ale sarcinii I, se determină caracteristicele principale $i = f(I)$, $U = f(I)$ şi $n = f(I)$.

β) *Determinarea caracteristicelor generatorilor.* Caracteristica de gol $E_0 = f(i)$ pentru n = const. Se variază curentul de excitaţie în sensul valorilor crescătoare şi descrescătoare şi se măsoară în acelaşi timp forţa electromotoare de gol E_0; sensul variaţiei se păstrează riguros. Dacă turaţia nu este constantă ($n_x \neq n$), se pot corecta valorile citite, E_x, astfel că $E = E_x \cdot \frac{n}{n_x}$. In locul curentului de excitaţie i, se pot considera amperspirele respective $\Theta = wi$. Prin prelungirea porţiunii rectilinii a caracteristicei de gol (fig. 83) se pot separa amperspirele necesare pentru magnetizarea fierului (Θ_{Fe}) şi intrefierului (Θ_δ).

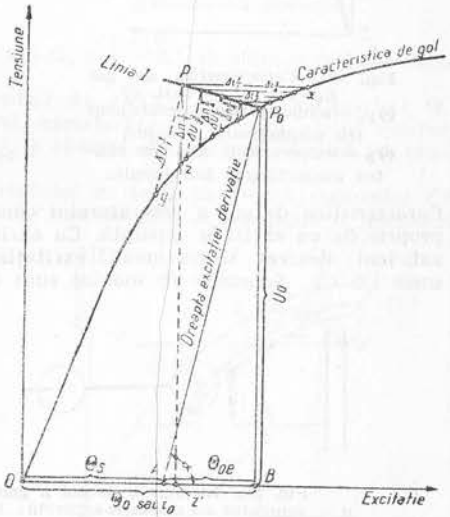


Fig. 82. Determinarea variaţiei excitaţiei (Δi), turaţiei (Δn) şi tensiunii (ΔU), cu sarcina I.

$$\Delta i = \frac{Px}{OB}\, i_0; \quad \Delta n = \frac{Pz}{zz'}\, n_0; \quad \Delta U = \frac{Py}{P_0 A}\, U_0$$

La diferite turaţii, se obţin curbele $E_0 = f(i)$ din fig. 84; turaţia critică va corespunde curbei care este tangentă în origină la dreapta caracteristică a excitaţiei.

In cazul generatorului derivaţie, la funcţionarea în gol, curentul de excitaţie i, parcurge şi indusul; rezultă o cădere de tensiune la borne, care este neglijabilă, mai ales la maşinile mari ($i \cong 3\%\ I$).

Caracteristica de gol a generatorului serie se ridică numai cu excitaţie separată, luată dela o sursă de tensiune redusă, care debitează un curent puternic.

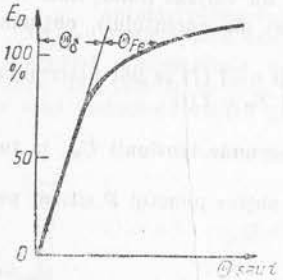


Fig. 83. Caracteristica de gol $E_0 = f(i)$, n = const. Θ_{Fe} = amperspirele necesare pentru magnetizarea fierului; Θ_δ = amperspirele necesare pentru magnetizarea întrefierului.

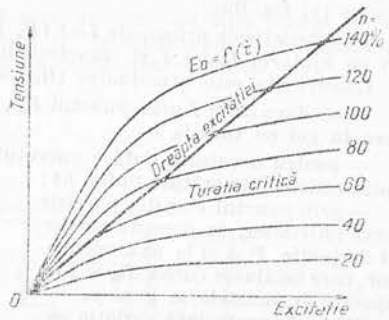


Fig. 84. Caracteristicele de gol $E_0 = f(i)$, la diferite turaţii.

Caracteristica de gol a generatorului compund se poate ridica fie cu excitaţie proprie, fie cu excitaţie separată. Cu excitaţie proprie, curba nu se poate ridica suficient; deaceea se recomandă excitaţie separată, luată dela o sursă cu tensiunea 1,5 U_n. Schemele de montaj sunt indicate în fig. 85 (a şi b).

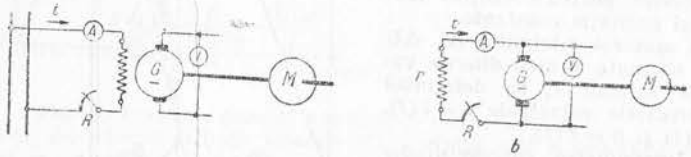


Fig. 85. Incercarea n gol a generatorului de curent continuu: a — generator cu excitaţie separată; b — generator cu excitaţie derivaţie.

Caracteristica de scurtcircuit $I_k = f(i)$ pentru n = const. Indusul se închide în scurtcircuit pe un ampermetru (fig. 86). Generatorul, antrenat la turaţia nominală n, este excitat dela o sursă separată cu tensiune redusă, până se obţine curentul nominal în indus: $I_k = I_n$.

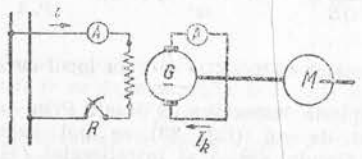


Fig. 86. Incercarea în scurtcircuit a generatorului de curent continuu.

Caracteristica $I_k = f(i)$ este o dreaptă care nu trece prin origină, din cauza magnetismului remanent (fig. 87).

Caracteristicele de sarcină $U = f(i)$ pentru I, n = const. Caracteristicele de sarcină se ridică astfel:

— pentru generatorul derivaţie, se poate utiliza excitaţia proprie sau separată (diferenţele sunt mici);

— pentru generatorul serie, se utilizează numai excitaţie separată.

Generatorul, antrenat la turaţia nominală n, este încărcat sub curentul constant I (fig. 88); prin variaţia curentului de excitaţie, se obţine curba $U = f(i)$.

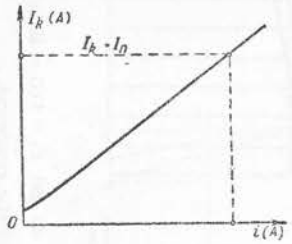


Fig. 87. Caracteristica de scurtcircuit $I_k = f(i)$; n = const.

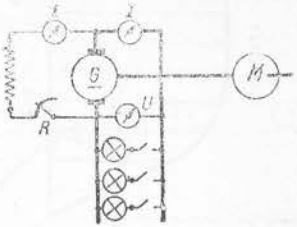


Fig. 88. Incercarea în sarcină a generatorului derivaţie.

Pentru valori parţiale ale sarcinei (1/4, 1/2, 3/4, etc.), se obţin o serie de curbe paralele (fig. 89).

Determinarea amperspirelor de reacţiune a indusului Θ_r. In fig. 90 sunt reprezentate împreună caracteristicele de gol şi de sarcină; adăugând la ordonatele curbei $U = f(i)$ căderea de tensiune ohmică în indus $BD = I_a R_a$, se obţine curba $E = f(i)$.

Pentru o valoare oarecare a curentului de excitaţie $i = OA$, segmentul CD reprezintă căderea de tensiune datorită fenomenului de reacţiune a indusului,

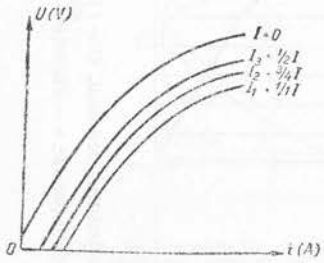


Fig. 89. Caracteristicele de sarcină $U = f(i)$; I, n = const, pentru diferite valori ale curentului I.

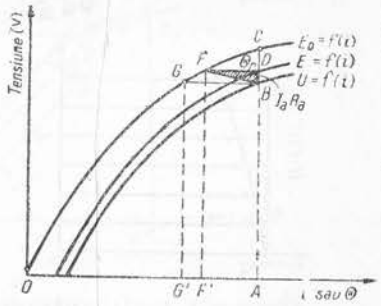


Fig. 90. Determinarea amper-spirelor de reacţiune Θ_r, cu ajutorul triunghiului caracteristic BDF:

$$FD = F'A = \Theta_r; \quad BD = I_a R_a.$$

iar FD surplusul de excitaţie necesar pentru a compensa căderea de tensiune CD (adică amper-spirele de reacţiune Θ_r).

Triunghiul BDF este denumit triunghiul caracteristic; catetele sale reprezintă căderea de tensiune ohmică ($BD = I_a R_a$) şi amperspirele de reacţiune a indusului ($FD = \Theta_r$).

Caracteristicele ridicate în funcţie de curentul I. Schema de conexiuni utilizată este aceeaşi (fig. 88).

Caracteristica tensiunii (denumită şi caracteristica externă) $U = f(I)$ pentru n, i = const). (mai exact R = const). Generatorul este antrenat la turaţia nomi-

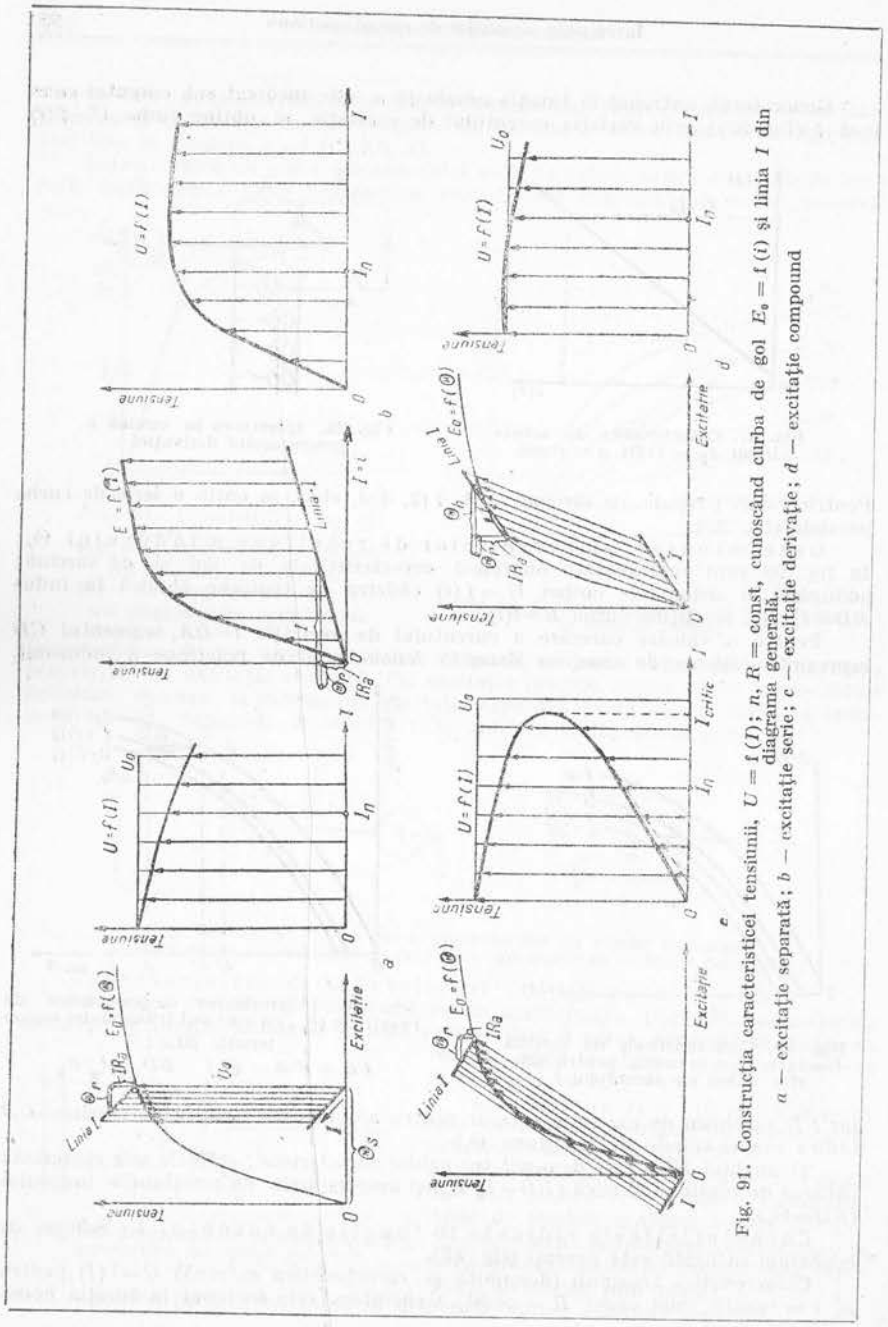


Fig. 91. Construcția caracteristicei tensiunii, $U = f(I)$; n, R = const, cunoscând curba de gol $E_0 = f(i)$ și linia I din diagrama generală.
a — excitație separată; b — excitație serie; c — excitație derivație; d — excitație compound

nală n; rezistența de reglaj a excitației R, este menținută constantă și se variază curentul de sarcină I. Se obține astfel curba $U = f(I)$; adăugând în ordonată căderea de tensiune ohmică în indus $I_a R_a$, rezultă caracteristica internă $E = f(I)$.

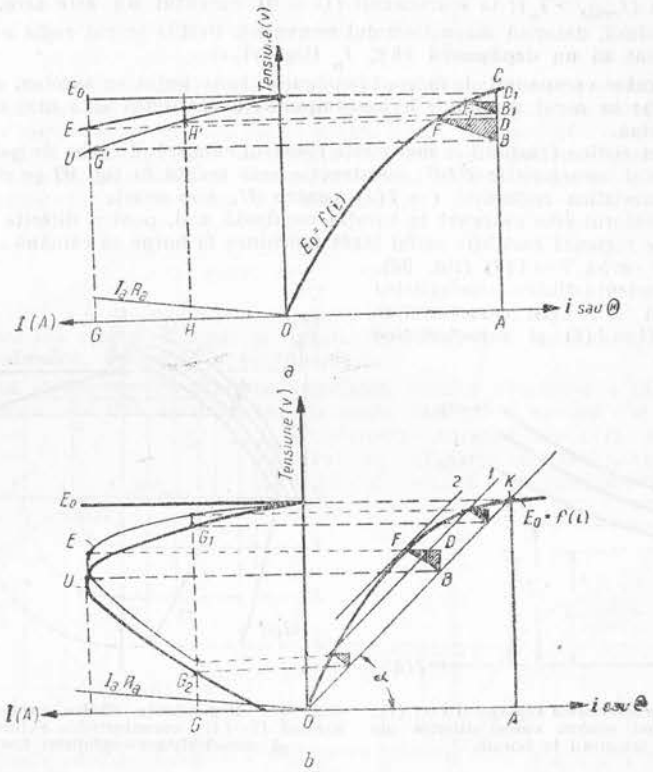


Fig. 92. Construcția caracteristicei tensiunii $U = f(I)$; n, R = const, cunoscând curba de gol $E_0 = f(i)$ și triunghiul caracteristic BDF.
a — excitație separată. Exemplu: punctul G' este construit pentru $i = OA$ și $I = OG$, date; b — excitație derivație; OK = dreapta caracteristică a excitației (tg $\alpha = R + r$) Exemplu: punctele G_1 și G_2 sunt construite pentru $I = OG$ și tg α date; dreptele 1 și 2 sunt paralele cu OK.

Pentru generatorul cu excitație separată, i este constant dacă R = const; pentru generatorul derivație, i scade odată cu tensiunea la borne: $i = \frac{U}{(R+r)}$.

Curbele $U = f(I)$ se pot construi ușor dacă se cunoaște caracteristica de gol $E_0 = f(i)$ și *linia I* din diagrama generală; alura curbelor diferă după tipul mașinii (fig. 91).

Generator cu excitație separată: tensiunea scade pe măsură ce crește sarcina (fig. 91, a); căderea de tensiune la plină sarcină are o valoare destul de importantă.

Generator serie: tensiunea creşte odată cu sarcina (deoarece $i = I$), până la saturaţia maşinii, apoi scade uşor; la scurtcircuit curentul este foarte mare (fig. 91, *b*).

Generator derivaţie: tensiunea scade până la valoarea critică a curentului de sarcină ($I_{critic} > I_n$); la scurtcircuit ($U = 0$) curentul nu este zero, ci are o valoare redusă, datorită magnetismului remanent. Periile se pot regla astfel încât acest curent să nu depăşească 10% I_n (fig. 91, *c*).

Generator compound: la început tensiunea creşte puţin cu sarcina, apoi scade (fig. 91, *d*); în cazul maşinilor hypercompundate tensiunea este mai ridicată la plină sarcină.

Caracteristica tensiunii se mai poate construi cunoscând curba de gol $E_0 = f(i)$ şi triunghiul caracteristic *BDF*; construcţia este redată în fig. 92 (*a* şi *b*).

Caracteristica reglajului $i = f(I)$ pentru U, n = const.

Generatorul este antrenat la turaţia nominală n şi, pentru diferite valori ale sarcinii, se reglează excitaţia astfel încât tensiunea la borne să rămână constantă; se obţine curba $i = f(I)$ (fig. 93).

Dependenţa dintre caracteristica de sarcină $U = f(i)$, caracteristica externă $U = f(I)$ şi caracteristica

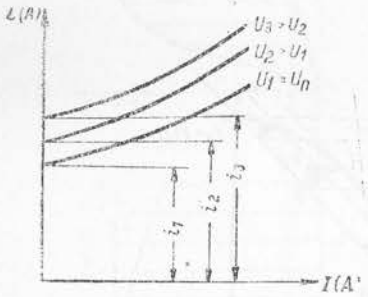


Fig. 93. Caracteristica reglajului $i = f(I)$; U, n = const pentru valori diferite ale tensiunii la borne.

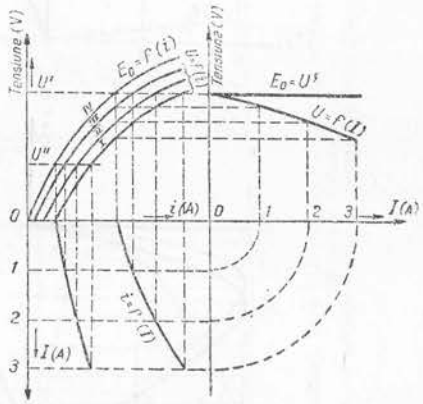


Fig. 94. Dependenţa dintre caracteristica de sarcină $U = f(i)$, caracteristica externă $U = f(I)$ şi caracteristica reglajului $i = f(I)$.

reglajului $i = f(I)$ rezultă din fig. 94: cu ajutorul curbei de gol (*IV*) şi a curbelor de sarcină (*I*, *II*, *III*), ridicate pentru diferite valori ale curentului *I*, s'a construit caracteristica externă $U = f(I)$; apoi, pentru două valori ale tensiunii — U' şi U'' — s'au construit caracteristicele de reglaj $i = f(I)$.

γ) *Determinarea caracteristicelor motoarelor.* Caracteristica de gol $E_0 = f(i)$ pentru n = const. Se ridică la turaţia nominală n, maşina funcţionând ca generator; dacă nu se dispune de un motor pentru antrenare, se procedează astfel: motorul este pornit în gol şi excitat separat sau în derivaţie; pentru diferite valori ale tensiunii aplicate, U, se reglează curentul de excitaţie i, astfel încât turaţia să rămână constantă. Se înregistrează curentul de gol, I_0; rezultă:

$$E = U - I_a R_a;$$

(excitaţie separată: $I_a = I_0$; excitaţie derivaţie: $I_a = I_0 - i$).

Căderea de tensiune datorită reacţiunii indusului la mersul în gol, se poate neglija; deci $E \cong E_0$ şi se obţine curba $E_0 = f(i)$.

Dacă nu se dispune de tensiune variabilă, se aplică tensiunea constantă U, iar prin reglajul excitaţiei (separată sau derivaţie) se obţin diferite turaţii n_x; rezultă:

$$E_x = U - I_a R_a \; ; \quad E_0 \cong E = \frac{n}{n_x} E_x$$

Caracteristica turaţiei $n = f(I)$ pentru U, i = const.

Ridicarea caracteristicei se face prin încărcarea motorului cu ajutorul unui generator de curent continuu, sau cu un dinam frână, care permit variaţia curentului de sarcină. Excitaţia este menţinută constantă şi egală cu valoarea care corespunde turaţiei nominale, la sarcina nominală. Turaţia depinde de curentul I_a şi de fluxul rezultant în indus Φ_a, după relaţia:

$$n = \frac{U - I_a R_a}{\text{const. } \Phi_a} = \frac{E}{\text{const. } \Phi_a}.$$

Motorul cu excitaţie separată sau derivaţie.

Dacă sarcina creşte, E scade şi turaţia descreşte; dar, reacţiunea indusului este mai puternică, Φ_a scade şi turaţia creşte.

In cazul motoarelor cu excitaţie puternică, rezultă o scădere a turaţiei în sarcină; pentru cele slab excitate, turaţia creşte dela gol la sarcină (fig. 95).

Caracteristica turaţiei $n = f(I)$, se poate construi cu ajutorul caracteristicei de gol $E_0 = f(i)$ şi triunghiului caracteristic *BDF* (fig. 96).

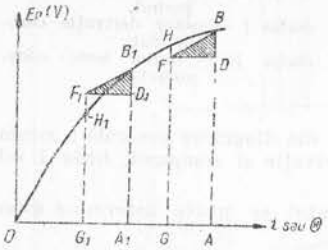


Fig. 95. Variaţia turaţiei cu sarcina, pentru motoare puternic şi slab excitate.
I — excitaţie puternică; în sarcină, forţa electromotoare trebue să fie $E = GF = AD$; la turaţia de gol, n_0, amperspirele *OG* induc forţa electromotoare $E_{(n_0, I)} = GH > E$; $n = n_0 \cdot GF/GH$; $n < n_0$ (turaţia scade); 2 — excitaţie slabă; $E = G_1 F_1$; $E_{(n_0, I)} + = G_1 H_1 < E$; $n = n_0 \cdot G_1 F_1 / G_1 H_1$; $n > n_0$ (turaţia creşte).

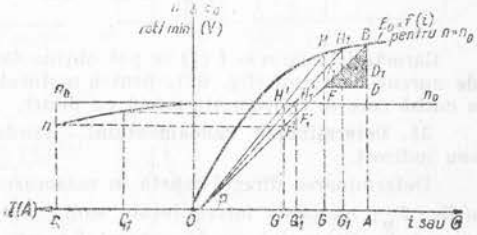


Fig. 96. Construcţia curbei $n = f(I)$; U, i = const pentru motorul cu excitaţie separată sau derivaţie. Date: curba $E_0 = f(i)$ la turaţia n_0, curentul de excitaţie $i = OA$ şi triunghiul caracteristic *BDF*, la sarcina $I = OC$. Polul *P* este ales arbitrar:

$$\frac{n}{n_0} = \frac{G'F'}{G'H'} = \frac{GF}{GH}$$

Proba de stabilitate. Motorul funcţionează la puterea şi turaţia nominală; se măreşte sarcina cu circa 25% şi dacă motorul este stabil, turaţia trebue să scadă. Proba este mai riguroasă, dacă iniţial se măreşte turaţia cu 5 — 10%.

Motorul serie. Curentul de excitaţie este chiar curentul de sarcină ($I = i = I_a$); când sarcina creşte, curentul I şi fluxul Φ_a cresc, iar turaţia scade; la sarcini reduse, turaţia creşte foarte mult (motorul se ambalează). Caracteristica

$n = f(I)$ se ridică, deobicei, încărcând motorul cu ajutorul unui dinam frână. Curba $n = f(I)$ se poate determina cunoscând curba de gol $E_0 = f(i)$ şi triunghiul caracteristic BDF (fig. 97: $BD = IR_a$; în R este cuprinsă şi rezistenţa excitaţiei serie).

Motorul compound. Alura caracteristicei $n = f(I)$ depinde de caracterul predominant al excitaţiei serie sau derivaţie (fig. 98).

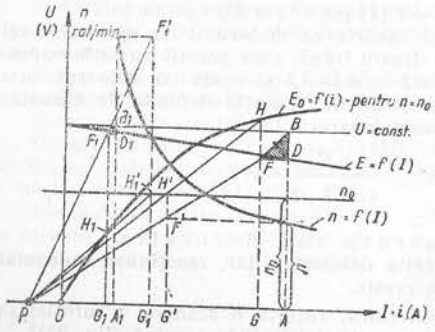


Fig. 97. Construcţia curbei $n = f(I)$; U = const, pentru motorul serie.
Date: curba $E_0 = f(i)$ la turaţia n_0 şi triunghiul caracteristic BDF.
Polul P este ales arbitrar; $\frac{n}{n_0} = \frac{G'F'}{F'H'} = \frac{GF}{GH}$

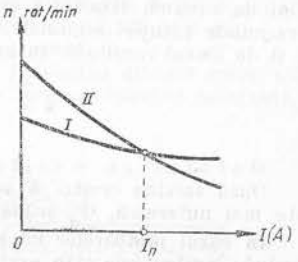


Fig. 98. Caracteristicele $n = f(I)$, U = const, pentru motorul compound.
curba I — motor derivaţie compoundat;
curba II — motor serie compoundat.

Caracteristicele $n = f(I)$ se pot obţine direct din diagrama generală a maşinii de curent continuu (fig. 99); pentru motorul derivaţie şi compund, *linia I* este o curbă care se construeşte punct cu punct.

31. **Determinarea randamentului.** Randamentul se poate determina direct sau indirect.

Determinarea directă constă în măsurarea puterii absorbite P_a, şi a puterii utile P_u; metodele întrebuinţate sunt: metoda frânei (mecanică sau electrică) şi metoda dinamului sau a motorului tarat.

Rezultă: $\eta\,\% = 100\ P_u / P_a$.

Metodele directe nu sunt exacte; de exemplu, o eroare curentă de 2% la măsurarea mărimilor P_u sau P_a, atrage după sine aceeaşi eroare asupra valorii randamentului măsurat, ceeace depăşeşte mult toleranţele prevăzute de norme.

Determinarea indirectă constă în măsurarea pierderilor Σp, prin metoda opoziţiei sau prin metoda pierderilor separate.

Rezultă: $\eta\,\% = 100\ (P_a - \Sigma p) / P_a$.

Metodele indirecte sunt mult mai exacte. De exemplu: $\eta = 90\,\%$ (pierderi 10%); $\Sigma p = 0{,}1\ P_a$; eroarea cu care s'au măsurat pierderile: $\pm\ 2\,\%$, adică $\Sigma p = (0{,}1 \pm 0{,}1 \times \times 0{,}02)\ P_a$. Randamentul măsurat:

$$\eta\ \% = 100\ \frac{P_a - (0{,}1 \pm 0{,}1 \cdot 0{,}02)\ P_a}{P_a} = 89{,}8\,\%$$ respectiv 90,2%; eroarea este numai $\pm$ 0,02% (de 100 ori mai mică decât în cazul metodei directe).

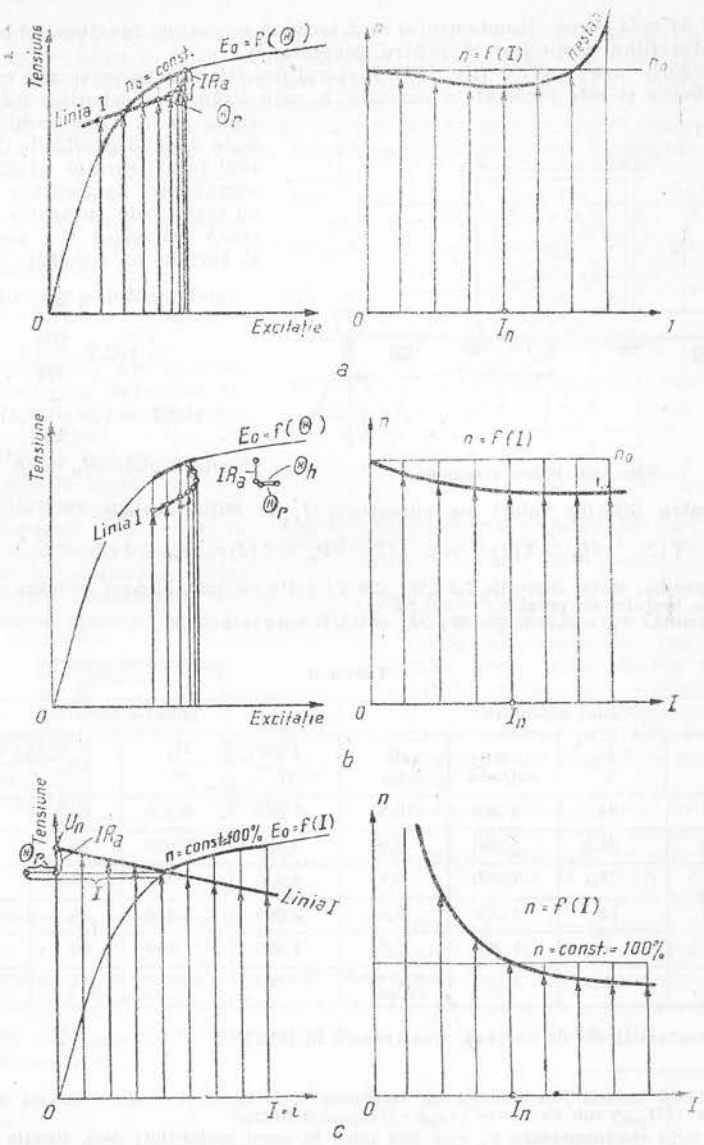


Fig. 99. Construcţia caracteristicelor $n = f(I)$, cu ajutorul liniei I, din diagrama generală:
a — motor derivaţie; b — motor compound; c — motor serie.

α) *Metoda frânei.* Randamentul se determină pe maşina funcţionând ca motor, rezultatul fiind acoperitor şi pentru generator [1]).

Frâna mecanică (fig. 100). Motorul funcţionează cu tensiunea constantă U, la borne şi este încărcat la curentul I, prin strângerea saboţilor frânei pe o şaibă pe ax. Echilibrul se stabileşte punând greutăţile Q, pe platoul frânei (braţul pârghiei l), al cărei centru de greutate coincide cu centrul de suspensie. Se măsoară tensiunea U, curentul I şi turaţia n; rezultă:

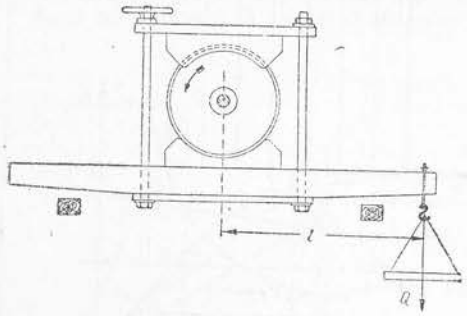


Fig. 100. Frâna mecanică.

randamentul: $\eta\,\% = 100\,\dfrac{P_u}{P_a} = 102{,}7\,\dfrac{Qln}{UI}$;

$$102{,}7 = 100\,\frac{\pi}{30}\,9{,}81;$$

cuplul util: $M_u = Ql$ kgm.

Pentru diferite valori ale curentului I, se obţin curbele:

$$\eta = f(I);\quad M_u = f(I);\quad n = f(I);\quad P_a = f(I);\quad P_u = f(I).$$

Exemplu. Motor derivaţie 7,5 kW; 220 V; 1 210 rot/min, încercat cu frâna mecanică; ungimea braţului de pârghie $l = 0{,}5$ m.

Rezultă: $P_u = 0{,}5135\ Qn$ W; $M_u = 0{,}5\ Q$ kgm (tabela 9).

Tabela 9

Valori măsurate				Valori calculate			
U V	I A	n rot/min	Q kg	P_a W	P_u W	$\eta\%$	M_u kgm
220	34	1 210	10,2	7 500	6 350	84,8	5,1
220	26,5	1 240	7,9	5 830	5 020	86	3,95
220	21,1	1 255	6,1	4 630	3 940	85	3,05
220	13	1 270	3,6	2 860	2 340	82	1,8
220	6	1 290	1,2	1 320	790	60	0,6
220	2,3	1 300	funcţionare în gol	505	—	—	—

Caracteristicele de sarcină sunt trasate în fig. 101.

[1]) Dacă maşina funcţionează cu tensiunea U la borne şi produce aceeaşi putere ca generator (UI_{gen}) sau ca motor ($\eta_{mot} \cdot UI_{mot}$), atunci:

— forţa electromotoare E, este mai mică în cazul motorului; deci, turaţia este mai redusă iar pierderile în fier sunt mai mici;

— pierderile în indus sunt mai mari în cazul motorului, deoarece $I_{mot} > I_{gen}$; $\left(\eta_{mot} = \dfrac{UI_{gen}}{UI_{mot}} < 1\right)$. Pierderile totale se pot considera deci egale şi randamentul va fi acelaşi.

Frâna electrică (dinamul frână). Carcasa dinamului frână, cu polii inductori, este mobilă în jurul axului rotorului, pe două lagăre cu bile (fig. 102); pe carcasă este fixat braţul de pârghie prevăzut cu un platou şi un index care, la echilibru, este adus în dreptul unui reper.

Motorul, cuplat cu dinamul frână care debitează pe o sarcină oarecare, este alimentat cu tensiunea U = const. Indexul carcasei este adus în dreptul reperului, punând pe platou greutăţile Q; se măsoară tensiunea de alimentare U, curentul absorbit de motor I şi turaţia n.

Randamentul:

$$\eta\,\% = 102{,}7\,\frac{Qln + K}{UI}$$

K este momentul de corecţie, datorit pierderilor mecanice ale dinamului frână şi se determină prin tarare, astfel:

— dinamul funcţionează ca motor în gol, la turaţia n, cu o tensiune oarecare U, la borne. Indexul carcasei este adus în dreptul reperului prin adăugare de greutăţi pe platou; se obţine astfel valoarea momentului de corecţie K, pentru turaţia n.

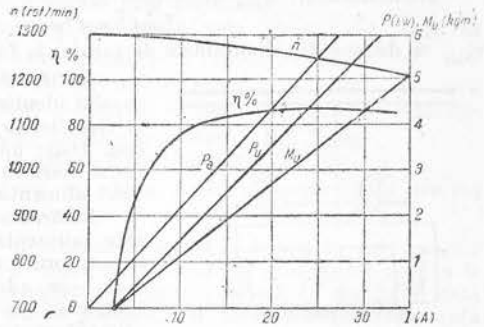


Fig. 101. Caracteristicele de sarcină ale unui motor derivaţie de 7,5 kW, 220 V, 1 210 rot/min, încărcat cu ajutorul frânei mecanice.

Repetând operaţia la diferite turaţii se determină curba $K = f(n)$.

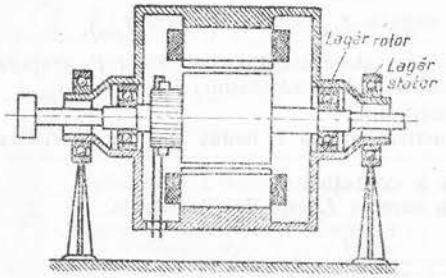


Fig. 102. Dinam frână (carcasa este mobilă în jurul axului).

β) *Metoda dinamului sau a motorului tarat.* Determinarea randamentului se face cu o maşină auxiliară — motor sau generator — tarată în prealabil prin metoda pierderilor separate. Maşinile se cuplează direct.

Randamentul motorului. Maşina auxiliară este un generator de curent continuu, pe care se încarcă motorul, la curentul I şi turaţia n, cu tensiunea U la borne.

Generatorul funcţionează cu tensiunea U_{gen} la borne şi debitează curentul I_{gen} pe o rezistenţă oarecare; curentul de excitaţie este i.

Puterea utilă$_{motor}$ = Puterea absorbită$_{generator}$ = η_{gen} · Puterea utilă$_{generator}$

Randamentul:

$$\eta_{mot}^{\%} = \eta_{gen}^{\%}\,\frac{U_{gen}\,I_{gen}}{UI};$$

η_{gen} se obţine prin determinarea pierderilor cu ajutorul diagramelor de tarare ale generatorului (v. fig. 105) pentru turaţia n, excitaţia i şi curentul I.

Randamentul generatorului. Maşina auxiliară este un motor de curent continuu, alimentat cu tensiunea constantă U_{mot}.

Generatorul funcţionează cu tensiunea nominală U, la borne şi este încărcat la curentul I; se măsoară curentul absorbit de motor I_{mot} şi turaţia n.

Puterea absorbită$_{generator}$ = Puterea utilă$_{motor}$ = η_{mot} · Puterea absorbită$_{motor}$.

Randamentul: $\eta^{\%}_{gen} = \dfrac{UI}{\eta^{\%}_{mot}\, U_{mot}\, I_{mot}}$;

η_{mot} se deduce din diagramele de tarare, la fel ca în cazul precedent.

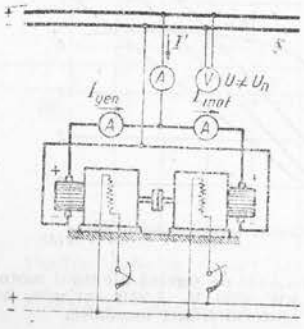


Fig. 103. Incercarea în opoziţie a maşinilor de curent continuu. Pentru sarcina I, excitaţia se reglează astfel încât $I_{mot} + I_{gen} = 2\,I$. Din reţea se absoarbe curentul $I' = I_{mot} - I_{gen}$ şi pierderile celor două maşini, UI'.

γ) *Metoda opoziţiei.* Incercarea necesită două maşini identice care se cuplează mecanic (direct) şi electric, prin legarea bornelor de acelaşi semn (fig. 103); una din maşini funcţionează ca motor, iar a doua ca generator. Circuitele de excitaţie sunt alimentate dela o sursă separată.

Incărcarea maşinilor se face astfel: motorul este alimentat cu tensiunea U şi antrenează generatorul care rămâne în circuit deschis;

— se aduce tensiunea generatorului la valoarea U, se verifică opoziţia cu tensiunea de alimentare a motorului şi se cuplează generatorul la reţeaua de tensiune U;

— sarcina dorită se obţine prin reglajul excitaţiilor celor două maşini (se măreşte excitaţia generatorului şi se micşorează excitaţia motorului). Dacă randamentul se determină pentru curentul I, reglajul excitaţiei se face astfel încât:

$$I_{mot} + I_{gen} = 2\,I; \quad (I_{mot} > I_{gen}).$$

Puterea absorbită din reţea $P = UI'$, acoperă pierderile în cele două maşini; $I' = I_{mot} - I_{gen}$.

Fie: U_n — tensiunea nominală a maşinilor;
i — curentul de excitaţie, pentru sarcina I, dedus din caracteristica de reglaj $i = f(I)$;
U_e — tensiunea de alimentare a excitaţiei.

Randamentul generatorului, pentru sarcina I, este dat de relaţia:

$$\eta^{\%}_{gen} = 100\,\frac{U_n\, I}{U_n\, I + U_e\, i + 0{,}5\, UI'}.$$

Tensiunea de alimentare este:

$$U = U_n + R_a\, I + 2\ ^{1)}.$$

Randamentul motorului, pentru sarcina I, este dat de relaţia:

$$\eta^{\%}_{mot} = 100\,\frac{U_n\, I - 0{,}5\, U\, I'}{U_n\, I + U_e\, i}.$$

Tensiunea de alimentare este:

$$U = U_n - R\, I - 2.$$

[1]) 2 (volţi) reprezintă căderea de tensiune la peri

δ) *Metoda pierderilor separate.* Se deosebesc trei categorii de pierderi:

pierderile în gol $p_0 = p_{Fe} + p_m$;

— p_{Fe} sunt pierderile în fier, produse prin hysteresis şi curenţi turbionari (Foucault);

— p_m sunt pierderile mecanice, produse prin frecări;

pierderile în excitaţie p_e, produse prin efect Lenz-Joule în excitaţia derivaţie sau separată;

pierderile în sarcină: $p_I = p_{Cu} + p_p + p_s$;

— p_{Cu} sunt pierderile în circuitul principal al maşinii (indus + excitaţie serie + poli auxiliari), produse prin efect Lenz-Joule;

— p_p sunt pierderile datorite rezistenţei de contact a periilor;

— p_s sunt pierderile suplimentare în cupru, în fierul activ şi în diverse părţi metalice ale maşinii.

Pierderile în gol p_0, se determină printr'o încercare în gol; maşina funcţionează ca motor. Incercarea se execută astfel: motorul este pornit şi adus la viteza nominală n; apoi se reduce treptat tensiunea aplicată U, începând dela circa 1,05 U_n până la cele mai mici valori posibile; turaţia se menţine constantă prin reglajul excitaţiei.

Motorul absoarbe din reţea puterea: $p'_0 = UI = p_0 + I_0^2\, R_a$ (v. fig. 104). Ordonata la origină a curbei $p_0 = f(U)$ separă pierderile mecanice p_m, care depind numai de turaţie (tabela 10); pierderile în fier însă, depind şi de inducţia în rotor B_a, care la turaţie constantă este proporţională cu forţa electromotoare E (E = const. $n\ B_a$).

Tabela 10

Natura pierderilor		f (n)	f(B_a)
Pierderi mecanice		$p_m = c_1 n^{1,5}$	—
p_{Fe}	pierderi prin hysteresis p_h	$p_h = c_2 n$	$p_h = c_4\, B_a^{1,6}$
	pierderi prin curenţi turbionari (Foucault) p_F	$p_F = c_3 n^2$	$p_F = c_5\, B_a^2$

Pierderile în fier, la funcţionarea în sarcină cu tensiunea U şi curentul I, se deduc din diagrama $p_0 = f(U)$, pentru valoarea U' a tensiunii aplicate (căreia îi corespunde în sarcină forţa electromotoare E).

Pentru motor:

$$U'_{mot} = U - I_a\, R_a + I_0\, R_a;$$

pentru generator:

$$U'_{gen} = U + I_a\, R_a + I_0\, R_a;$$

practic, se poate neglija căderea de tensiune ohmică la funcţionarea în gol $I_0\, R_a$. La această încercare periile se fixează pe axa neutră, indiferent dacă maşina este prevăzută sau nu cu poli auxiliari.

Pierderile în circuitul de excitaţie p_e se determină din relaţia $p_e = i^2 r_{75}$ (rezistenţa r se măsoară pe maşina rece şi se recalculează la 75°C *); pentru calculul randamentului însă, se va ţine seamă şi de pierderile în reostatul de reglaj al excitaţiei, luând $p_e = U_e i$ (U_e este tensiunea la bornele circuitului de excitaţie).

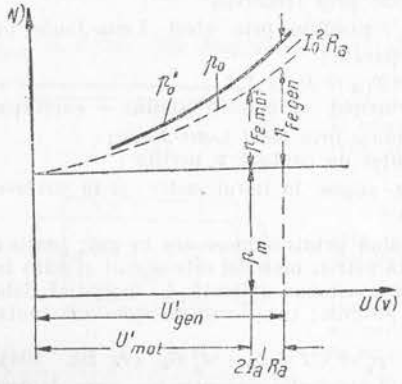


Fig. 104. Separarea pierderilor la funcţionarea în gol, pentru n = const:
— pierderile mecanice: p_m = const;
— pierderile în fier (la funcţionarea în sarcină cu tensiunea U şi curentul I), corespund tensiunii: $U'_{mot} = U - I_a R_a$ (motor);
$U'_{gen} = U + I_a R_a$ (generator).

Pierderile în sarcină, p_I, se determină pentru curentul I_a, care parcurge indusul, polii auxiliari şi excitaţia serie:

— pierderile în cupru $p_{Cu} = r'_a I_a^2$; în această expresie, r'_a însumează rezistenţa înfăşurării indusului, a polilor auxiliari şi a excitaţiei serie, măsurate separat; rezistenţa se măsoară pe maşina rece şi se recalculează la 75°C (temperatura standard de lucru);

— pierderile prin rezistenţa de contact a periilor: $p_p = 2\ \Delta U \cdot I_a$; ΔU este căderea de tensiune la perii, pentru care se admit valorile:

$\Delta U = 1$ V pentru perii de grafit sau cărbune;

$\Delta U = 0{,}3$ V pentru perii metalice;

valorile se menţin oricare ar fi I_a **);

— pierderile suplimentare, p_s, se calculează în procente din puterea absorbită (motor) sau produsă (generator), astfel:

— pentru maşini compensate (utilizate rar) . . . 0,5 %;

— pentru maşini necompensate, cu sau fără poli auxiliari . . . 1 %;

la puteri mai mici, pierderile se reduc proporţional cu patratul intensităţii curentului.

Calculul randamentului. Pierderile totale, la curentul I_a şi tensiunea U sunt:

$$\sum p = p_0 + p_e + p_I = p_m + p_{Fe} + U_e\, i + r'_a I_a^2 + 2\,\Delta U \cdot I_a + (0{,}5 \text{ sau } 1)\frac{UI}{100}.$$

Pentru generator:

$$\eta_{gen}\,\% = 100\frac{P_u}{P_u + \sum p}\ ; \qquad P_u = UI;$$

— excitaţie serie sau separată $I = I_a$; excitaţie derivaţie $I = I_a - i$.

*) In general: $R_{75} = R_0\,[1 + 0{,}004\,(75 - \theta)]$.

**) *Exemplu.* I_{an} = 200 A; perii metalice ΔU = 0,3 V.

	1/1	1/2	1/4
I_a	200 A	100 A	50 A
p_p	120 W	60 W	30 W

Pentru motor:

$$\eta_{mot}\,\% = 100\frac{P_a - \sum p}{P_a}\ ; \qquad P_a = UI;$$

— excitaţie serie sau separată $I = I_a$; excitaţie derivaţie: $I = I_a + i$.

32. **Tararea maşinilor de curent continuu.** In cazul maşinilor de platformă, care lucrează pe o scară largă de turaţii şi tensiuni, este necesar să se cunoască pierderile (deci puterea utilă şi randamentul) la orice sarcină. Determinarea pierderilor (tararea) se poate face în regim de generator, cu ajutorul unei maşini tarată în prealabil, sau în regim de motor; al doilea caz este mai frecvent. Motorul care trebue tarat este alimentat în gol cu tensiunea constantă U; pentru diferite valori ale excitaţiei i, se măsoară curentul absorbit I şi turaţia n. Rezultă pierderile în gol:

$$p_0 = p_{Fe} + p_m \cong (U - 2)\, I_0\,.$$

Operaţia se repetă la diferite valori ale tensiunii aplicate U (măsurările se fac de fiecare dată pentru aceleaşi valori ale excitaţiei i).

Se obţin astfel curbele: $p_0 = f\,(n, i)$ reprezentate în diagrama A din fig. 105.

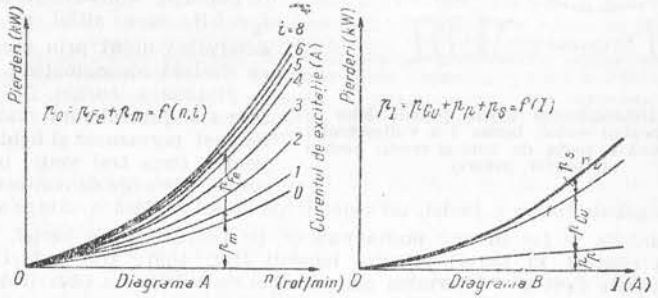


Fig. 105. Tararea maşinilor de curent continuu (se utilizează excitaţie separată):
diagrama A — pierderile în gol $p_0 = p_{Fe} + p_m = f\,(n, i)$;
diagrama B — pierderile în sarcină $p_I = p_{Cu} + p_p + p_s = f\,(I)$.

Pierderile în sarcină $p_I = f\,(I)$, reprezentate în diagrama B din fig. 105, se determină pentru diferite valori ale curentului I, cu ajutorul relaţiei:

$$p_I = p_{Cu} + p_p + p_s = r'_a I_a^2 + 2\,\Delta U \cdot I_a + (0{,}5 \text{ sau } 1)\frac{UI}{100}.$$

Pentru a elimina pierderile în excitaţie, se utilizează o sursă separată de alimentare.

Rezultă: puterea utilă = $UI \pm$ (pierderile din diagrama A, pentru turaţia n şi excitaţia i) $\pm$ (pierderile din diagrama B, pentru curentul I); semnul + se va lua pentru generator, iar semnul — pentru motor.

33. **Studiul experimental al comutaţiei.**

α) *Generalităţi.* Formarea scânteilor la colector poate avea cauze numeroase de ordin mecanic: colector oval, perii neşlefuite, presiune necorespunzătoare a periilor, perii aşezate nesimetric pe colector, etc., sau de ordin electric: câmp

prea puternic sau prea slab al polilor de comutaţie, sens greşit al înfăşurării acestora etc.

Comutaţia fără scântei se obţine prin eliminarea defectelor de ordin mecanic şi apoi prin corectarea întrefierului polilor de comutaţie.

Determinarea corecţiei întrefierului, ca sens şi mărime, necesită cunoaşterea gradului de compensare a maşinii, care se poate obţine prin ridicarea curbei potenţialelor la colector, sau prin delimitarea zonei de funcţionare fără scântei.

Verificarea practică a comutaţiei [1]) se face întâi la sarcina şi turaţia nominală şi apoi în suprasarcină. Pentru maşinile mici şi mijlocii, verificarea se face sub tensiunea nominală; pentru cele mari, se preferă funcţionarea în scurtcircuit la turaţia nominală.

β) *Ridicarea curbei potenţialelor la colector.* Curba potenţialelor la colector $\Delta U = f(d)$, arată variaţia căderii de tensiune ΔU, pe lăţimea periei d, măsurată pe circumferinţa colectorului.

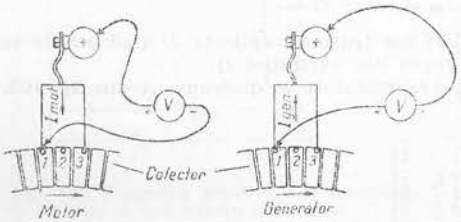


Fig. 106. Determinarea curbei potenţialelor la colector (pentru motor, borna + a voltmetrului se racordează la peria de acelaşi semn; pentru generator, invers).

Alura curbei $\Delta U = f(d)$ indică gradul de compensare a maşinii, din care rezultă corecţiile necesare pentru întrefierul polilor de comutaţie; totodată se poate deduce şi alura curbei de variaţie a curentului în bobinele scurtcircuitate de perii, $i_k = f(t)$, care altfel nu se poate determina decât prin oscilografiere, cu destulă aproximaţie.

Ridicarea curbei $\Delta U = f(d)$ se face cu ajutorul unui voltmetru cu magnet permanent şi bobină mobilă, pentru circa trei volţi; pentru măsurări, vârfurile de contact se aşează unul pe axul de fixare a periei, iar celălalt pe colector (fără a atinge peria).

Măsurările se fac în mai multe puncte, pe toată lăţimea periei, deplasând vârful de contact în sensul rotaţiei maşinii (fig. 106); trei valori măsurate sunt suficiente pentru a determina alura curbei de variaţie a căderii de tensiune pe lăţimea d a periei: $\Delta U = f(d)$.

In fig. 107 $a - e$, s'au reprezentat curbele $i_k = f(t)$ şi $\Delta U = f(d)$, pentru maşini supracompensate, normal compensate şi subcompensate.

Dacă cele trei tensiuni măsurate au acelaşi semn şi descresc în sensul rotaţiei, maşina este supracompensată atât cât este necesar pentru a avea o comutaţie bună la plină sarcină (fig. 107 d); dacă valorile descresc repede şi ultima este de sens contrar, maşina este puternic supracompensată (fig. 107 e), şi întrefierul polilor de comutaţie trebue mărit; dacă valorile cresc, maşina este subcompensată şi întrefierul polilor de comutaţie trebue micşorat (fig. 107 a şi b).

γ) *Determinarea domeniului de funcţionare fără scântei* (metoda V. T. Casianov). Metoda constă în determinarea limitelor, superioară şi inferioară, a curentului în înfăşurarea polilor auxiliari, între care are loc comutaţia fără scântei dela funcţionarea în gol la plină sarcină.

Se delimitează astfel domeniul de funcţionare fără scântei.

[1]) La maşinile cu poli de comutaţie, periile rămân pe axa neutră; la cele fără poli de comutaţie, periile se vor deplasa:
— în sensul rotaţiei, pentru generator;
— în sens invers rotaţiei, pentru motor, până la dispariţia scânteilor.

Determinarea se poate face la funcţionarea în sarcină, sau în scurtcircuit (pentru maşinile de tensiune mare); în al doilea caz, polii principali sunt alimentaţi dela o sursă separată.

In ambele cazuri, polii auxiliari conectaţi în circuitul indusului sunt alimentaţi dela o sursă suplimentară, care produce curentul reglabil ΔI (fig. 108).

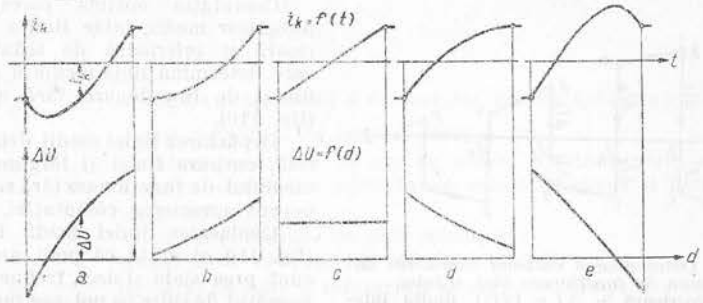


Fig. 107. Variaţia curentului în bobinele scurtcircuitate de perii $i_k = f(t)$ şi a căderii de tensiune pe lăţimea periei $\Delta U = f(d)$ pentru maşini supracompensate, normal compensate şi subcompensate:
a — subcompensare puternică; b — subcompensare (întrefierul polilor de comutaţie trebue micşorat); c — compensare normală; i_k variază liniar, ΔU = const. (corespunde comutaţiei în suprasarcină); d — supracompensare; e — supracompensare puternică (întrefierul polilor de comutaţie trebue mărit).

In circuitul sursei se prevede un comutator inversor de sens, C iar în circuitul polilor auxiliari, un ampermetru prevăzut cu zero central A_0; cu ajutorul voltmetrului V, se stabileşte sensul curentului suplimentar ΔI, în raport cu cel al curentului principal din indus, I.

Incercarea se face la turaţia nominală, începând cu mersul în gol, fără excitaţie; maşina funcţionează ca generator, iar periile se fixează în axa neutră.

Polii auxiliari sunt alimentaţi treptat cu un curent ΔI, de sens arbitrar, până când apar primele scânteie sub perii (scânteiere de gradul $1\frac{1}{4}$ — STAS 1893-50); limita apariţiei scânteilor se stabileşte prin tatonări (punctul a, fig. 109) şi se obţine astfel valoarea $\Delta I_0 = Oa$.

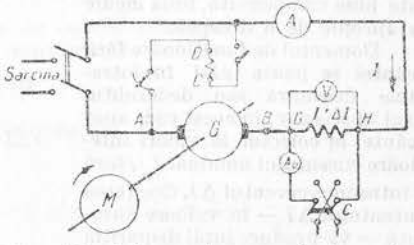


Fig. 108. Schema de conexiuni, pentru determinarea domeniului de funcţionare fără scântei.

Se reduce apoi curentul ΔI la zero, se inversează sensul şi se stabileşte din nou limita de scânteiere (punctul a', fig. 109); se obţine astfel valoarea $\Delta I'_0 = Oa'$ (în mod normal, curenţii ΔI_0 şi $\Delta I'_0$ trebue să fie egali).

Se închide circuitul indusului pe o sarcină oarecare şi se excită maşina, stabilind curentul principal la valoarea $I_1 = (20 \ldots 25\,\%)\, I_n$, fără a varia curentul ΔI; dacă scânteierea creşte, se reduce corespunzător curentul ΔI, stabilind din nou limita de scânteiere la valoarea $\Delta I'_1$ (punctul b', fig. 109).

Sensul curentului ΔI este acelaşi cu al curentului din indus, dacă indicaţiile voltmetrului cresc odată cu ΔI.

Operaţia se repetă pentru diferite valori ale sarcinii (chiar peste curentul nominal I_n), în ambele sensuri şi se obţin două serii de puncte, a, b, c, ..., a', b', c', ..., care delimitează domeniul de funcţionare fără scântei.

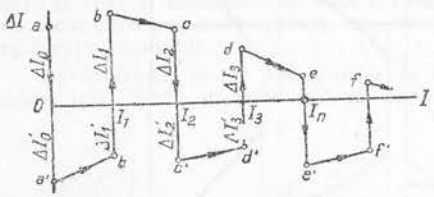


Fig. 109. Determinarea curbelor limită ale domeniului de funcţionare fără scântei. Limita superioară $+\Delta I = f(I)$; limita inferioară $-\Delta I = f(I)$.

Comutaţia optimă corespunde punctelor medii, între limita superioară şi inferioară de scânteiere, care determină linia medie a domeniului de funcţionare fără scântei (fig. 110).

Depărtarea liniei medii dela abscisă, curbura liniei şi lărgimea domeniului de funcţionare fără scântei, permit aprecierea comutaţiei.

Deplasarea liniei medii în sus (fig. 110, a) arată că polii auxiliari sunt prea slabi şi deci, trebue mărit numărul de spire pe pol, sau micşorat întrefierul; dacă deplasarea liniei este în jos (fig. 110, b) se procedează invers.

Lărgimea suficientă a domeniului de funcţionare fără scântei, asigură o comutaţie stabilă; pentru aceleaşi condiţii de funcţionare, lărgimea domeniului depinde de lăţimea miezului polilor auxiliari, de tipul şi de lăţimea periilor, de materialul şi de dimensiunile bandajelor de pe indus, etc.

Curbura liniei medii a domeniului indică gradul de compensare al maşinii; dacă maşina este bine compensată, linia medie se apropie de o dreaptă.

Domeniul de funcţionare fără scântei se poate găsi în întregime deasupra sau dedesubtul axei absciselor; în acest caz, apar scântei la colector la valori inferioare curentului nominal I_n, fără a introduce curentul ΔI. Creşterea curentului ΔI — în valoare absolută — va produce întâi dispariţia scânteilor, şi apoi apariţia lor din nou, determinând astfel limita de scânteiere.

δ) *Corecţia întrefierului polilor auxiliari* (formula V. T. Casianov). Pe baza determinării domeniului de funcţionare fără scântei, se poate face corecţia întrefierului polilor auxiliari; este metoda cea mai comodă pentru a asigura o comutaţie bună.

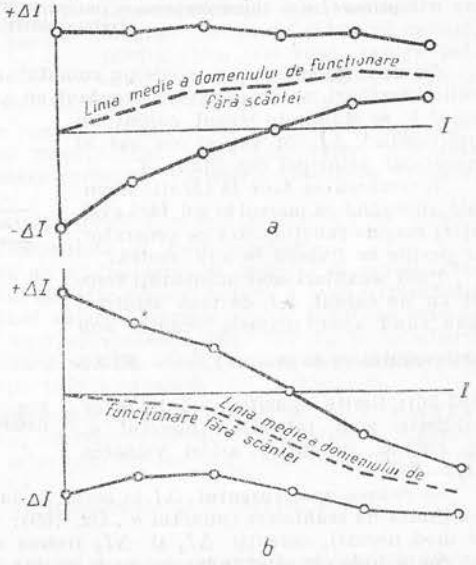


Fig. 110. Deplasarea liniei medii a domeniului de funcţionare fără scântei, faţă de abscisă. a — deplasare în sus: polii auxiliari sunt prea slabi; se va micşora întrefierul; b — deplasare în jos: polii auxiliari sunt prea puternici; se va mări întrefierul.

Reglajul întrefierului se face deobicei, pentru curentul nominal al maşinii I_n.

Valoarea întrefierului corectat δ', faţă de cel existent δ, este dată de formula lui Casianov:

$$\delta' = \frac{\delta}{1 + \frac{(\Delta I)_{I_n}}{I_n} \cdot \frac{\Theta}{\Theta - 1}}, \text{ fiind } \Theta = \frac{8\,ap\,(w_c + w_k)}{Na_c},$$

cu notaţiile următoare:

$(\Delta I)_{I_n}$ — ordonata liniei medii a domeniului, corespunzătoare curentului I_n (se introduce cu semnul său);
a — numărul perechilor de căi de curent ale indusului;
a_c — numărul circuitelor paralele ale polilor auxiliari şi înfăşurării de compensaţie;
p — numărul perechilor de poli principali;
w_c — numărul de spire pe un pol de comutaţie;
w_k — numărul de spire al înfăşurării de compensaţie, pentru o pereche de poli;
N — numărul total de conductori, pe indus.

Formula dă rezultate corecte pentru variaţii ale întrefierului de $\pm 20\%$; la variaţii mai mari, sunt necesare aproximări succesive.

E. Încercările comutatricei

34. Generalităţi. Comutatricea reprezintă sinteza dintre maşina sincronă şi maşina de curent continuu. Deobicei, este utilizată pentru a transforma curentul alternativ (motor sincron) în curent continuu (generator de curent continuu).

Notaţii şi relaţii:

m — numărul de faze;
E — forţa electromotoare pe partea de curent continuu;
U_c — tensiunea pe partea de curent continuu;
U — tensiunea la inele;
I_c — curentul continuu în indus;
I — curentul alternativ în linia de alimentare;
I_φ — curentul alternativ pe fază.

$$U/U_c = \sin\frac{\pi}{m}/\sqrt{2}\,; \quad I/I_c = 2\sqrt{2}/m; \quad I/I_\varphi = 2\sin\frac{\pi}{m}.$$

Raportul U/U_c, numit raportul de transformare al comutatricei, este practic constant.

Nr. de faze	Nr. de inele	U/U_c	I/I_c	I/I_φ
1	2	0,707	0,414	2
3	3	0,613	0,943	1,73
6	6	0,354	0,472	1

35. Pornirea comutatricei.

α) *Pornirea în curent continuu.* Comutatricea se porneşte ca orice motor obişnuit de curent continuu, cu reostat de pornire; se face apoi sincronizarea şi cuplarea pe reţeaua de curent alternativ. Intre comutatrice şi reţea se prevede un transfor-

mator intermediar; acesta se va lega la inele, imediat după pornire; dacă se leagă înainte, curentul de pornire creşte mult, iar dacă se leagă după ce maşina a ajuns la turaţia nominală, rezultă o creştere a turaţiei. Imediat după cuplare, se întrerupe alimentarea în curent continuu (dacă maşina nu *s'a prins*, se pot produce curenţi periculoşi între reţeaua de curent continuu şi cea de curent alternativ).

β) *Pornirea în curent alternativ.* Comutatricea se porneşte ca motor asincron, cu tensiune redusă (25—40 % U), luată dela o priză a transformatorului (întreruptorul S pe poziţia 1 — fig. 111); barele de amortizare lucrează ca un rotor în colivie.

La pornire, tensiunea indusă în circuitul de excitaţie, care este deschis, poate atinge valori periculoase (câteva mii de volţi).

După ce viteza rămâne constantă (curentul de alimentare nu mai scade), se închide circuitul de excitaţie cu reostatul de reglaj R complect introdus şi se măreşte excitaţia, pentru a ajunge la sincronism (excitaţia variază periodic, lent, dacă viteza nu este cea de sincronism).

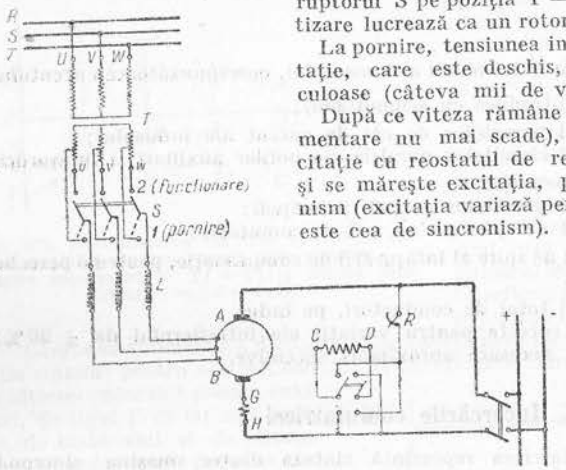


Fig. 111. Comutatricea (schemă de conexiuni):
T — transformator de cuplare, cu prize;
L — bobină de inductanţă pentru reglajul tensiunii.

După prinderea în sincron (excitaţia rămâne stabilă), se aduce curentul de excitaţie la valoarea optimă (căreia îi corespunde curentul absorbit minim) şi se trece întreruptorul S pe poziţia de funcţionare 2.

γ) *Pornirea cu motor auxiliar.* Deobicei se întrebuinţează un motor asincron, a cărui viteză de sincronism este mai mare decât a comutatricei. Sincronizarea se obţine prin reglajul reostatului din circuitul rotoric al motorului. Dacă motorul are acelaşi număr de poli, se aduce comutatricea până aproape de sincronism şi se cuplează prin intermediul unei bobine de inductanţă care preia şocul, în momentul cuplării; după ce se reglează excitaţia optimă, bobina de inductanţă este scoasă din circuit.

Reglajul tensiunii se face cu ajutorul unei bobine de inductanţă, legată la inele (fig. 111); în regim supraexcitat, curentul este decalat în avans şi tensiunea creşte; în regim subexcitat, curentul este decalat în urmă şi tensiunea scade.

36. **Determinarea caracteristicelor.**

α) *Caracteristicele de gol* $E_0 = f(i)$ şi $p_0 = p_{Fe} + p_m = f(E_0)$.

Pentru ridicarea caracteristicelor, comutatricea poate funcţiona ca motor de curent continuu la viteza de sincronism, sau ca generator de curent continuu, cu excitaţie separată; se măsoară şi tensiunea la inele, pentru verificarea raportului de transformare.

β) *Caracteristicele în V:* $I = f(i)$ pentru $U = U_n = \text{const}$.

Comutatricea se cuplează pe partea de curent alternativ şi se încarcă pe partea de curent continuu la $I_c = \text{const}$; prin variaţia excitaţiei se obţine curba $I = f(i)$.

γ) *Caracteristica reglajului* $I = f(i)$, pentru $U = U_n = \text{const}$.

Pentru încărcare se utilizează rezistenţe sau o reţea de curent continuu; excitaţia se reglează pentru a menţine $\cos\varphi = 1$.

37. **Determinarea randamentului.** Randamentul comutatricei este mai ridicat decât al celorlalte maşini (la circa 1 000 kW, $\eta = 96\,\%$ iar la puteri mult mai mici trece de 92 %); determinarea se face prin metoda pierderilor separate. Se deosebesc următoarele categorii de pierderi:

— pierderile în gol $p_0 = p_{Fe} + p_m$, care se obţin prin încercarea în gol la tensiunea nominală, cu viteza de sincronism (se preferă funcţionarea ca motor de curent continuu);

— pierderile în excitaţia derivaţie $p_e = U_e\, i$, care se determină ca la maşinile de curent continuu;

— pierderile în sarcină $p_I = p_{Cu} + p_p + p_s$.

Pierderile în sarcină se obţin astfel:

— pierderile prin efect Lenz-Joule $p_{Cu} = p_{Cu-a} + p_{Cu-h}$;

$p_{Cu-a} = kI_c^2 r_a$ reprezintă pierderile în înfăşurarea indusului; factorul k [1]) se determină în funcţie de $\cos\varphi$, cu ajutorul diagramei din fig. 112;

$p_{Cu-h} = I_c^2 r_h$ reprezintă pierderile în excitaţia serie şi polii de comutaţie, a căror rezistenţă totală este r_h;

— pierderile prin rezistenţa de contact a periilor $p_p = \Delta U \cdot I_c$; pierderile la inele se neglijează;

— pierderile suplimentare p_s, se iau egale cu 0,5 % din puterea absorbită pe partea de curent continuu.

Randamentul:

$$\eta\,\% = \frac{U_c I_c}{U_c I_c + p_0 + p_e + p_I};$$

deobicei, randamentul se calculează pentru $\cos\varphi = 1$.

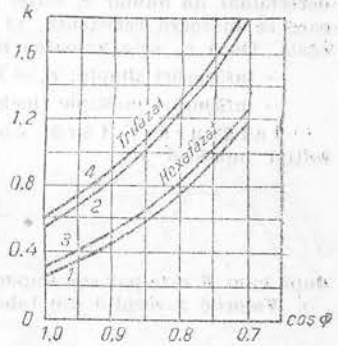


Fig. 112. Curbele $k = f(\cos\varphi)$ pentru comutatricea trifazată şi hexafazată: curbele *1* şi *2* — curent pur sinusoidal; curbele *3* şi *4* — curent nesinusoidal.

F. Încercări comune pentru toate maşinile electrice

38. **Măsurarea rezistenţei înfăşurărilor.** Măsurarea rezistenţei este necesară pentru a determina pierderile prin efect Lenz-Joule şi încălzirea înfăşurărilor, cum şi pentru a identifica eventuale defecte ale acestora.

Rezistenţele foarte mici — sub 0,001 Ω — (indusul maşinilor de curent continuu, excitaţia serie şi polii de comutaţie, etc.), se măsoară cu puntea dublă.

Rezistenţele cuprinse între (0,001—1) Ω se măsoară cu ampermetrul şi voltmetrul (montaj aval).

Rezistenţele peste 1 Ω se măsoară cu puntea Wheatstone. Măsurările se fac numai în curent continuu.

Curentul întrebuinţat nu trebue să depăşească 1/10—1/5 din valoarea curentului nominal al înfăşurării, pentru a nu rezulta erori din cauza încălzirii (creşterea rezistenţei).

---

[1]) După STAS 1893-50, se admite, la $\cos\varphi = 1$,

k	1,38	0,56	0,27
nr. fazelor	1	3	6

Odată cu măsurarea rezistenţei, se determină şi temperatura mediului ambiant.

α) *Infăşurări de curent continuu.* Rezistenţa înfăşurării indusului, r_a.

Notaţii:

$2p$ — numărul de poli;

$2a$ — numărul căilor de curent;

K — numărul lamelelor colectorului;

y_k — pasul la colector;

y_p — pasul potenţial (depărtarea între două lamele care au acelaşi potenţial);

r_a — rezistenţa indusului, în situaţia funcţionării normale.

Rezistenţa se măsoară între două lamele ale colectorului, alese astfel încât întreaga înfăşurare să fie împărţită în două jumătăţi legate în paralel; deci, trebue determinat un număr x, astfel încât lamelele *1* şi $x+1$ (lamela *1*, oarecare), între care se măsoară rezistenţa, să împartă înfăşurarea în două părţi de rezistenţă egală. Dacă r_x este valoarea măsurată astfel, rezultă rezistenţa indusului:

— înfăşurări simple: $r_a = r_x/a^2$;

— înfăşurări multiple (închise de m ori): $r_a = r_x/ma^2$.

Infăşurări fără conexiuni echipotenţiale. Se formează iniţial numărul x':

$$x' = \frac{K}{2} y_k \text{ sau } x' = \frac{K-1}{2} y_k,$$

după cum K este par sau impar şi se notează cu n partea întreagă a câtului x'/K.

Valorile x rezultă din tabela 11.

Tabela 11. Valorile x pentru înfăşurări fără conexiuni echipotenţiale

Felul înfăşurării	Nr. lamelelor la colector K	x	n	Observaţii
Buclată	Cu soţ	$\frac{K}{2}$	0	
Ondulată, serie				
Ondulată, serie paralel				
Buclată	Fără soţ	$\frac{K-1}{2} \cdot y_k$	0	$y_k = \frac{1}{2}$ sau $y_k > 2$
Buclată		$\frac{K-1}{2} y_k - nK$	$\frac{K-1}{2} y_k$	
Ondulată, serie				
Ondulată, serie paralel			K	

Aplicaţii. Infăşurare ondulată, serie:

$$K = 131;\ 2p = 4;\ 2a = 2;$$

$$y_k = \frac{K \pm a}{p} = \frac{131-1}{2} = 65;$$

$$\frac{x'}{K} = \frac{\frac{K-1}{2} \cdot y_k}{K} = \frac{65 \cdot 65}{131} = 32{,}25...;\ n = 32;$$

$$x = \frac{K-1}{2} y_k - nK = 65 \cdot 65 - 32 \cdot 131 = 4\,225 - 4\,192 = 33;$$

rezistenţa se va măsura între lamele *1* şi *34*.

Infăşurare buclată, paralel:

$$K = 11;\ 2p = 4;\ 2a = 8;$$

$$y_k = \pm \frac{a}{p} = \frac{4}{2} = 2;\ n = 0;$$

$$x = \frac{K-1}{2} y_k = \frac{11-1}{2} 2 = 10;$$ rezistenţa se va măsura între lamelele *1* şi *11* (alăturate)

Infăşurare ondulată, serie-paralel:

$$K = 15;\ 2p = 6;\ 2a = 6;$$

$$y_k = \frac{15+3}{3} = 6.$$

Numerele K şi y_k admit acelaşi divizor 3, ceeace arată că înfăşurarea se compune din trei circuite legate în paralel.

$$\frac{x'}{K} = \frac{\frac{K-1}{2} y_k}{K} = \frac{\frac{15-1}{2} 6}{15} = 2{,}8;\ n = 2;$$

$$x = \frac{K-1}{2} y_k - nK = \frac{15-1}{2} 6 - 2 \cdot 15 =$$

$$= 42 - 30 = 12;$$

rezistenţa se va măsura între lamelele *1* şi *13* (fig. 113). In acest fel se măsoară numai rezistenţa unuia din cele trei circuite; pentru a măsura şi rezistenţa celorlalte două, se vor deplasa vârfurile circuitului de măsură cu câte o lamelă, la dreapta şi la stânga.

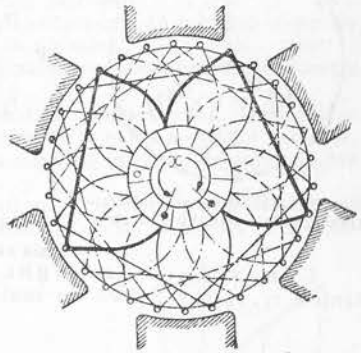


Fig. 113. Măsurarea rezistenţei între două lamele (1 şi $x+1$) pentru o înfăşurare ondulată, triplă; $x = 12$.

Infăşurări cu conexiuni echipotenţiale. Pentru toate înfăşurările cu conexiuni echipotenţiale, $r_x = r_a$; în acest caz însă, nu se pot determina două lamele astfel încât înfăşurarea să fie împărţită în două părţi egale. Măsurarea rezistenţei se face în modul următor:

— înfăşurări buclate: $y_p = K/p$ (totdeauna număr întreg). Se aleg două lamele depărtate între ele prin $y_p/2$ sau $(y_p-1)/2$ — după cum y_p este par sau impar — între care se măsoară rezistenţa r_x. Depărtarea între lamele poate fi şi un multiplu fără soţ al acestor valori;

— înfăşurări ondulate: $y_p = K/a$. Măsurarea rezistenţei se face în dreptul a două perii de polaritate diferită care acoperă la un moment dat câteva lamele alăturate; celelalte perii se ridică de pe colector. Vârfurile circuitului de măsură (curent şi tensiune) trebue să atingă toate cele a lamele. Periile de polaritate diferită sunt distanţate cu $K/2p$ lamele.

Rezistenţa totală a indusului $R_a = r_a + r_c + r_p$; aici r_c reprezintă rezistenţa de contact a periilor, iar r_p rezistenţa proprie a periilor.

Măsurarea rezistenţei se face astfel:

— maşina este antrenată în gol, la turaţia nominală, cu circuitul de excitaţie deschis şi se măsoară tensiunea remanentă E';

— se trimite în rotor curentul de măsură I, care poate fi 1/4, 1/2, 3/4, sau chiar curentul nominal şi se măsoară tensiunea la borne $E_1 = E' + IR_a$.

— se repetă operaţia, inversând sensul curentului şi se măsoară tensiunea $E_2 = E' - IR_a$.

Rezultă:

$$R_a = \frac{E_1 - E_2}{2\,I}.$$

β) *Înfăşurări de curent alternativ.* Pentru înfăşurările monofazate nu este nimic deosebit de remarcat. In cazul înfăşurărilor trifazate, se disting conexiunile stea şi triunghi.

Conexiunea stea. Dacă punctul neutru este accesibil, se poate măsura rezistenţa fiecărei faze în parte: r_1, r_2, r_3.

Dacă punctul neutru nu este accesibil, rezistenţa se măsoară între două borne care corespund la două faze legate în serie (fig. 114); rezultă:

$$R_1 = r_1 + r_2; \quad R_2 = r_2 + r_3; \quad R_3 = r_3 + r_1$$

şi

$$r_1 = \frac{R_1 + R_3 - R_2}{2}; \quad r_2 = \frac{R_2 + R_1 - R_3}{2};$$

$$r_3 = \frac{R_3 + R_2 - R_1}{2}.$$

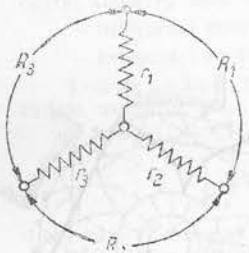


Fig. 114. Măsurarea rezistenţelor pentru conexiunea stea.

Deobicei rezistenţele sunt sensibil egale şi se poate lua ca valoare comună a rezistenţei pe fază $r = 0{,}5\ R$.

Conexiunea triunghi. Dacă fazele se pot separa, se măsoară rezistenţele r_1, r_2 şi r_3; dacă nu sunt accesibile toate capetele fazelor, rezistenţele

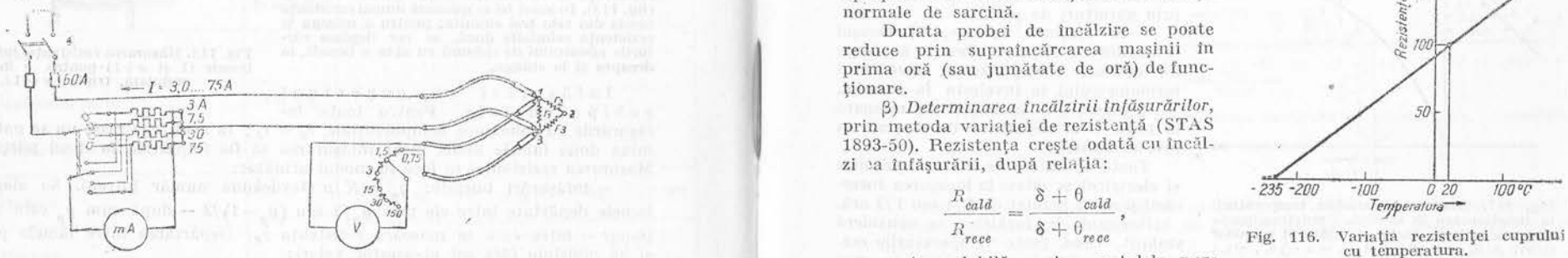


Fig. 115. Măsurarea rezistenţelor pentru conexiunea triunghi.

se măsoară între punctele $1-2$; $2-3$; $3-1$ (fig. 115), adică fiecare fază legată în paralel cu celelalte două înseriate. Rezultă:

$$1/R_1 = 1/r_1 + 1/(r_2 + r_3); \quad 1/R_2 = 1/r_2 + 1/(r_3 + r_1); \quad 1/R_3 = 1/r_3 + 1/(r_1 + r_2),$$

sistem care se poate rezolva în raport cu r_1, r_2 şi r_3.

Dacă valorile $R_{1,2,3}$ diferă puţin, se poate lua ca valoare comună a rezistenţei pe fază $r = 1{,}5\ R$.

Aplicaţie. Măsurarea rezistenţei prin metoda ampermetrului şi voltmetrului (fig. 115).

Scala fiecărui aparat: 150 diviziuni; voltmetrul pe sensibilitatea 1 V; şunt pentru 30 A; conexiunea înfăşurării: triunghi.

Valori citite:

voltmetru $\alpha_V = 120$ diviziuni;

ampermetru $\alpha_A = 75$ diviziuni.

Rezistenţa unei faze:

$$r = \frac{\alpha_V}{\alpha_A}\,c; \quad c = \frac{\frac{1}{150}}{\frac{30}{150}}\,1{,}5 = 0{,}05; \quad r = \frac{120}{75}\,0{,}05 = 0{,}08\ \Omega$$

39. Incercarea de încălzire (de durată).

α) *Generalităţi.* Determinarea încălzirii fierului activ şi a înfăşurărilor se face printr'o probă de durată în sarcină, cu tensiunea, curentul şi turaţia nominală.

Incercarea durează 4 până la 8 ore, până când regimul de temperatură se stabileşte în toate punctele maşinii. Maşinile de construcţie deschisă ajung la temperatura de regim mult mai repede decât cele închise.

Maşinile cu regim de funcţionare intermitent, se încearcă în regimul respectiv sau în regim continuu, un timp redus (dela 10 la 60 min).

Pentru maşinile cu turaţie variabilă, sunt necesare două probe: la turaţia minimă şi maximă utilizată.

Unităţile mari nu se pot încerca decât rareori la plină sarcină. Deobicei se face încercarea la curentul nominal, cu tensiune redusă; în cazul maşinilor deschise, încălzirea înfăşurărilor este aproape aceeaşi ca în condiţii normale de sarcină, dar fierul se încălzeşte mult mai puţin.

In cazul generatorilor mari, de curent continuu şi de curent alternativ, se fac două încercări: una în scurtcircuit la curentul şi turaţia nominală şi a doua în gol, cu tensiunea şi turaţia nominală; suma temperaturilor rezultate este foarte apropiată de valoarea obţinută în condiţii normale de sarcină.

Durata probei de încălzire se poate reduce prin supraîncărcarea maşinii în prima oră (sau jumătate de oră) de funcţionare.

β) *Determinarea încălzirii înfăşurărilor*, prin metoda variaţiei de rezistenţă (STAS 1893-50). Rezistenţa creşte odată cu încălzirea înfăşurării, după relaţia:

$$\frac{R_{cald}}{R_{rece}} = \frac{\delta + \theta_{cald}}{\delta + \theta_{rece}},$$

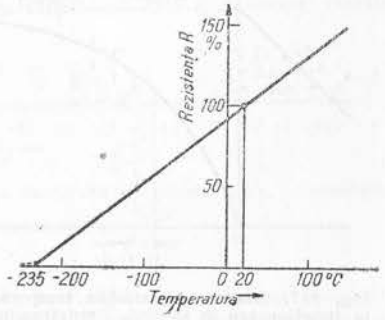


Fig. 116. Variaţia rezistenţei cuprului cu temperatura.

care este valabilă pentru metalele pure (fig. 116).

θ_{cald}, θ_{rece} reprezintă temperatura înfăşurării în stare caldă, respectiv rece, iar δ este o constantă care depinde de natura materialului;

$$\delta_{Cu} = 235; \quad \delta_{Al} = 245.$$

Incălzirea (supratemperatura) medie a maşinii $\Delta\theta$, se obţine prin măsurarea rezistenţei înfăşurării în stare rece R_{rece} şi în stare caldă R_{cald} (după stabilirea regimului de temperatură); în practică se întrebuinţează relaţia:

$$\Delta\theta_{grad} = \frac{R_{cald} - R_{rece}}{R_{rece}} (235 + \theta_{rece}) - (\theta^{cald}_{mediu} - \theta_{rece}),$$

unde θ^{cald}_{mediu} este temperatura mediului ambiant (°C), în momentul măsurării rezistenţei R_{cald}.

In cazul răcirii (exterioare) cu aer sau cu apă, se înlocueşte θ^{cald}_{mediu} cu temperatura aerului sau a apei, la intrarea în circuitul de răcire.

Dacă maşina nu se poate încerca în sarcină, încălzirea înfăşurării principale (statorul maşinilor sincrone şi asincrone, rotorul maşinilor de curent continuu) se obţine cu suficientă aproximaţie, din relaţia:

$$\Delta\theta = \frac{p_{Fe} + p_{Cu}}{p_{Fe}} \Delta\theta_0;$$

p_{Fe} sunt pierderile în fier, determinate prin încercarea în gol;

p_{Cu} sunt pierderile în cupru la 75°C, calculate pentru curentul nominal;

$\Delta\theta_0$ este încălzirea înfăşurării obţinută printr'o încercare în gol, la turaţia şi tensiunea nominală (până la stabilirea regimului de temperatură).

γ) *Executarea încercării de încălzire.* Inainte de a începe încercarea, se montează aparatele pentru măsurarea temperaturii (termometre cu alcool sau mercur, termoelemente, termometre cu rezistenţă de nichel sau platin, etc.); este necesar să se cunoască temperatura fierului activ, a capetelor de bobine, a mediului de răcire — la intrare şi la ieşire —, a mediului ambiant, a lagărelor, etc.

La maşinile închise, temperatura capetelor de bobine se măsoară cu termoelemente ale căror fire se scot prin orificiile de vizitare a întrefierului.

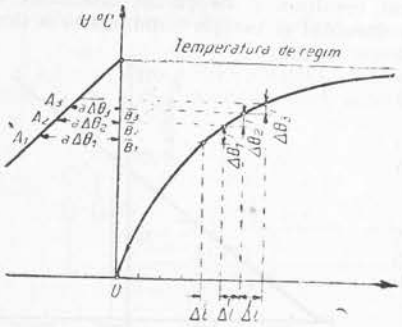


Fig. 117. Diagrama variaţiei temperaturii la funcţionarea în sarcină. Predeterminarea temperaturii de regim cu ajutorul primelor citiri: $A_1B_1 = a \cdot \Delta\theta_1$; $A_2B_2 = a \cdot \Delta\theta_2$, etc.; a = constantă.

Termometrele pentru măsurarea temperaturii fierului, se fixează:

— la maşinile deschise, în canalele de ventilaţie, ferite de curentul de aer prin garnituri de păslă;

— la maşinile închise, în locaşul ochiurilor de ridicare. Pentru a obţine un contact corespunzător, rezervorul termometrului se înveleşte în staniol.

Temperatura ambiantă se măsoară la circa 1 m depărtare de maşină, la nivelul axului.

Toate aparatele de măsură (termice şi electrice) se citesc la începerea încercării şi apoi, regulat, la 1/4 sau 1/2 oră.

Regimul de încălzire se consideră stabilit, când toate temperaturile măsurate pe maşină nu variază cu mai mult de 1°C într'o oră (în raport cu temperatura mediului ambiant); timpul necesar nu este acelaşi pentru fierul activ şi pentru înfăşurări, din cauza răcirii neuniforme şi a pierderilor diferite.

Temperatura de regim θ, se poate predetermina cu ajutorul primelor 3—4 măsurări (fig. 117).

La generatorii sincroni şi de curent continuu, se menţine constant curentul de excitaţie, i; tensiunea U_e, la bornele circuitului de excitaţie (voltmetrul montat în aval de reostatul de reglaj) creşte deci odată cu rezistenţa $r = U_e/i$.

La motoarele de curent continuu, excitaţia nu se reglează în timpul încercării; tensiunea U_e rămâne deci constantă, iar curentul i descreşte odată cu creşterea rezistenţei.

La maşinile asincrone, pentru acelaşi curent de sarcină, puterea absorbită şi factorul de putere cresc odată cu pierderile Lenz-Joule în înfăşurări.

Factorul de putere $\cos\varphi$ se determină măsurând (fig. 118) puterea, curentul şi tensiunea

$$\cos\varphi = P/\sqrt{3}\, UI$$

sau, mai exact, numai din raportul indicaţiilor wattmetrelor: $\frac{\alpha_{mic}}{\alpha_{mare}}$, cu ajutorul diagramei din fig. 119.

In timpul încercării alunecarea creşte treptat şi rămâne constantă când temperatura înfăşurării rotorului s'a stabilit.

După ce toate aparatele termice indică stabilirea temperaturii, maşina este deconectată şi oprită, chiar prin frânare (cazul unităţilor cu moment mare de inerţie), pentru a împiedica răcirea prin ventilaţie.

Rezistenţele se măsoară imediat, în aceleaşi condiţii de măsură ca şi pe maşina rece; simultan, se citesc aparatele termice, cât de repede posibil (temperatura creşte, deoarece ventilaţia este suprimată).

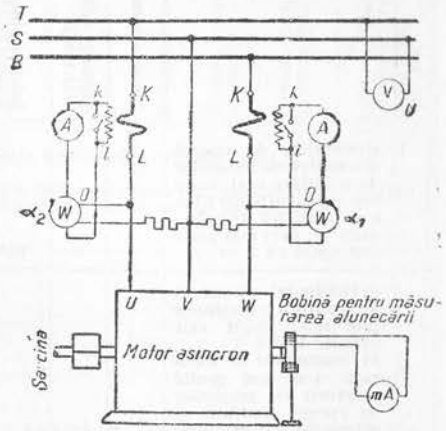


Fig. 118. Incercarea în sarcină a motorului asincron.

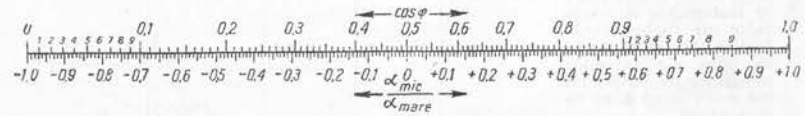


Fig. 119. — Diagramă pentru determinarea factorului de putere $\cos\varphi$, cunoscând raportul indicaţiilor wattmetrelor $\frac{\alpha_{mic}}{\alpha_{mare}}$.

Prima citire a aparatelor nu se poate face chiar în momentul deconectării maşinii; deaceea este necesar să se extrapoleze curba de răcire, ridicată după oprire (STAS 1893-50).

Pentru aceasta, după oprire, se măsoară rezistenţele la intervale cât mai egale de timp, se calculează încălzirile corespunzătoare $\Delta\theta$ şi se construeşte curba $\Delta\theta = f(t)$ (fig. 120).

Prin construcţia grafică din fig. 120 (dreptele $4-3'$, $3-2'$, $2-1'$, $1-B$ trebue să fie paralele) se obţine punctul C, care corespunde încălzirii maxime, în momentul opririi ($t=0$).

Tabela 12. Limitele de încălzire admisibile pentru temperatura maximă a aerului de răcire de + 35 °C (STAS 1893-50)

Nr. crt.	Părţi componente ale maşinilor	Izolaţie clasa A				Izolaţie clasa B			
		Metoda termometrului	Metoda variaţiei de rezistenţă	Metoda indicatorilor de temperatură instalaţi		Metoda termometrului	Metoda variaţiei de rezistenţă	Metoda indicatorilor de temperatură instalaţi	
				între bobinele din aceeaşi crestătură	între suprafaţa bobinelor şi fundul crestăturii			între bobinele din aceeaşi crestătură	între suprafaţa bobinelor şi fundul crestăturii
1	Bobinajele de curent alternativ ale maşinilor de o putere mai mare sau egală cu 5 000 kVA sau care au lungime utilă (de fier) mai mare sau egală cu 1 m	—	—	65°C	55°C	—	—	85°C	75°C
2	*a*) Bobinajele de curent alternativ ale maşinilor mai mici decât cele arătate la Nr. 1 *b*) Bobinajele de excitaţie (cu mai multe straturi) ale maşinilor de curent continuu şi alternativ cu excitaţie de curent continuu, înafară de cele indicate la Nr. 3 şi 4. *c*) Bobinajele rotorului legate la colector..	60°C	65°C	—	—	75°C	85°C	—	—
3	*a*) Bobinajele de excitaţie cu un singur strat	70°C	70°C	—	—	95°C	95°C	—	—
	b) Bobinajele de excitaţie ale turbogeneratorilor şi bobinajele în bare ale rotorilor maşinilor asincrone cu cel mult două bare în crestătură	70°C	70°C	—	—	—	95°C	—	—
4	Bobinajele de excitaţie cu rezistenţă mică având câteva straturi şi bobinajele de compensaţie.....	65°C	65°C	—	—	85°C	85°C	—	—
5	Bobinajele izolate legate în scurtcircuit în mod permanent.....	65°C	—	—	—	85°C	—	—	—
6	Bobinajele neizolate legate în scurtcircuit în mod permanent ..	Încălzirea acestor părţi nu trebue să atingă, în niciun caz, valoarea care ar crea riscul defectării materialelor izolante sau al altor materiale alăturate.							
7	Tole de fier şi alte părţi care nu vin în atingere cu bobinajele.....								

Urmare tabela 12

Nr. crt.	Părţi componente ale maşinilor	Izolaţie clasa A				Izolaţie clasa B			
		Metoda termometrului	Metoda variaţiei de rezistenţă	Metoda indicatorilor de temperatură instalaţi		Metoda termometrului	Metoda variaţiei de rezistenţă	Metoda indicatorilor de temperatură instalaţi	
				între bobinele din aceeaşi crestătură	între suprafaţa bobinelor şi fundul crestăturii			între bobinele din aceeaşi crestătură	între suprafaţa bobinelor şi fundul crestăturii
8	Tole de fier şi alte părţi care vin în atingere cu bobinajele....	65°C	dacă izolaţia bobinajelor este din clasa A						
		85°C	dacă izolaţia bobinajelor este din clasa B şi dacă pentru izolaţia tolelor este folosit un lac corespunzător.						
9	Inele colectoare, atât protejate cât şi neprotejate	70°C	—	—	—	90°C	—	—	—
10	Colectoare	65°C	—	—	—	85°C	—	—	—

Incărcarea artificiaiă a maşinilor sincrone. Maşina sincronă este antrenată la turaţia nominală şi excitată pentru a obţine tensiunea nominală la borne; se încarcă astfel fierul activ.

Infăşurarea de curent alternativ (indusul) este legată în triunghi deschis (fig. 121) şi alimentată dela o sursă de curent continuu, la valoarea nominală a curentului; se încarcă astfel cuprul.

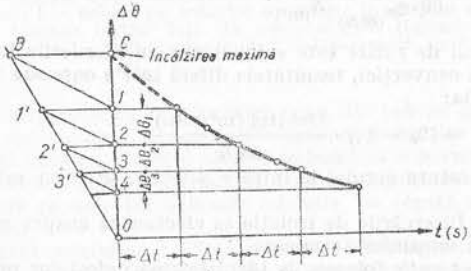


Fig. 120. Extrapolarea curbei de răcire $\Delta\theta = f(t)$.

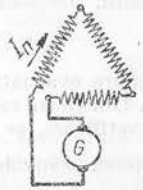


Fig. 121. Incărcarea artificială a maşinilor sincrone, prin alimentare în curent continuu.

Limitele de încălzire admise pentru maşini rotative sunt date în tabela 12 (STAS 1893-50).

δ) *Determinarea puterii limită.* Dacă încălzirea obţinută prin încercarea în sarcină este sub valoarea admisă de norme, urmează să se stabilească puterea limită a maşinii.

In acest scop, se încarcă maşina la un curent mai ridicat, apreciat astfel încât să se obţină valoarea maximă admisă pentru încălzire; puterea corespunzătoare este puterea limită.

Exemplu: încălzirea maximă admisă, 60°C; încălzirea obţinută la sarcina nominală, 45°C; pentru a stabili puterea limită, se va mări curentul în raportul $\sqrt{60/45} = 1{,}15$.

Pentru a obţine un rezultat sigur, este indicat să se facă şi a treia încercare, cu un curent ceva mai ridicat, astfel încât să rezulte o oarecare depăşire a încălzirii maxime admisă.

La aceeaşi valoare a curentului, încălzirea maşinii (şi puterea limită) depinde de tensiune, deoarece încărcarea fierului activ creşte odată cu tensiunea (fig. 122).

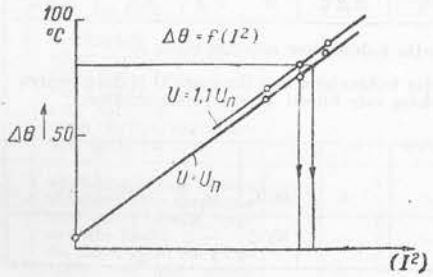


Fig. 122. Determinarea puterii limită la tensiunea nominală şi la 10% supratensiune.

ε) *Măsurarea debitului de aer pentru răcire.* In general, este suficient un debit de 3—3,5 m³ aer/min pentru 1 kW pierderi; rezultă o încălzire a aerului de 18 ... 15°C.

Debitul total necesar (m³/min) este:

$$P_{kW} \frac{100 - \eta\,\%}{\eta\,\%} (3-3{,}5).$$

Aplicaţie. O maşină de 150 kW, cu $\eta = 92\%$, necesită:

$$150 \frac{100-92}{92} (3-3{,}5) = (39{,}2-45{,}7)\ \text{m}^3/\text{min}.$$

Căderea de presiune este cuprinsă între 30 şi 60 mm col. apă.

Măsurarea debitului se face, deobicei, la ieşirea aerului din maşină. Secţiunea de trecere S, se împarte în pătrate egale şi se măsoară viteza aerului în fiecare patrat, cu un anemometru; se obţine astfel viteza medie, v_m.

Debitul (m³/min) este:

$$60 \cdot v_{m(m/s)} \cdot S_{(m^2)}.$$

Căldura evacuată de aerul de răcire este echivalentă cu pierderile totale ale maşinii. Din cauza radiaţiei şi convecţiei, rezultatele diferă într'o oarecare măsură; pentru verificare, se dă relaţia:

$$\text{Puterea echivalentă kW} = (\theta_e - \theta_i) \cdot \frac{\text{Debitul (m}^3/\text{min)}}{54{,}5},$$

unde θ_i, θ_e reprezintă temperatura aerului la intrare şi ieşire. Relaţia este valabilă la 20°C şi 760 mm Hg.

40. **Incercări de izolaţie.** Incercările de izolaţie se efectuează asupra maşinilor în faza de execuţie şi asupra maşinilor terminate.

α) *Incercările în fază de execuţie* folosesc la identificarea defectelor principale de izolaţie: atingerile între spire şi atingerile înfăşurărilor cu masa metalică a maşinii.

Atingerile între spire.

Statorii şi rotorii se încearcă cu un electromagnet convex sau concav, alimentat în curent alternativ monofazat; în circuitul de alimentare este prevăzut un ampermetru (fig. 123). Electromagnetul este deplasat la periferia înfăşurării statorului sau rotorului, care formează secundarul unui transformator în gol (primarul este chiar înfăşurarea electromagnetului); când fluxul produs de electromagnet

se închide printr'o bobină cu atingere între spire, secundarul transformatorului este pus în scurtcircuit şi ampermetrul indică prezenţa unui curent mare. Identificarea spirelor defecte se face în modul următor:

— se opreşte electromagnetul în poziţia corespunzătoare curentului maxim şi se deplasează o bobină de inducţie sau o lamă metalică elastică, la periferia înfăşurării; în dreptul spirelor defecte (situate în aceeaşi crestătură), se obţine un sunet într'un receptor telefonic montat în circuitul bobinei sau, lama intră în vibraţie (fig. 123, *b* şi *c*).

Poziţia relativă a electromagnetului şi a bobinei (sau a lamei) este determinată de unghiul corespunzător numărului de poli al maşinii: 180° pentru 2 poli (fig. 123, *b*), 90° pentru 4 poli (fig. 123, *c*), etc.

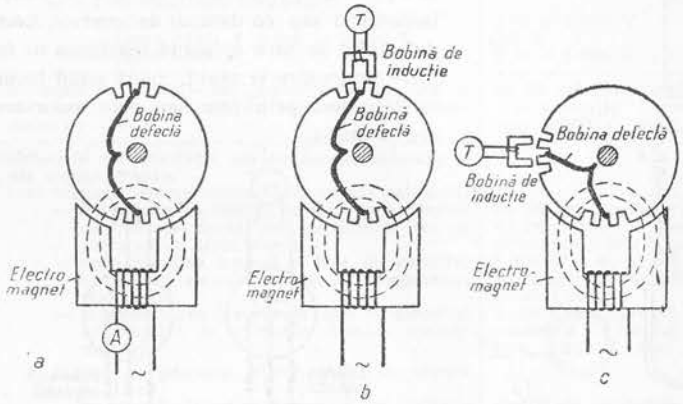


Fig. 123. Localizarea scurtcircuitului între spirele aceleiaşi bobine cu ajutorul electromagnetului şi a bobinei de inducţie cu telefon: *a* — fluxul electromagnetului se închide prin bobina defectă: curent maxim; *b* — bobina de inducţie se găseşte în dreptul spirelor defecte (sunet în telefon), la 180° faţă de electromagnet (înfăşurare cu doi poli); *c* — idem, dar la 90° (înfăşurare cu patru poli).

Dacă atingerea s'a produs între spire din bobine diferite, se procedează astfel: se leagă, de exemplu, începuturile tuturor bobinelor — afară de una singură — cu o sârmă subţire. Capătul sârmei se leagă la o bornă a unei lămpi de probă, iar a doua bornă a lămpii se leagă la bobina liberă; dacă lampa arde, bobina liberă are atingere cu una din bobinele celelalte. Se repetă apoi încercarea cu o a doua bobină, etc.

In cazul maşinilor a căror tensiune de funcţionare depăşeşte 2,5 kV, bobinele se pot încerca separat înainte de montare, cu frecvenţă ridicată.

Incercarea se face cu instalaţia reprezentată în fig. 124: transformatorul T este alimentat cu tensiune reglabilă, la o frecvenţă de 500 Hz; tensiunea secundară, de câţiva kV, este aplicată la bornele condensatorului C. In paralel cu condensatorul C, se montează:

— eclatorii de amorsare EA, cu distanţă reglabilă;
— rezistenţa R, pentru limitarea curentului;
— eclatorii de măsură EM, cu care se măsoară tensiunea aplicată bobinei;
— bobina de încercat B, legată la pământ.

Distanţa dintre eclatorii *EA* se reglează până la amorsarea arcului (străpungerea aerului); se produc astfel trenuri de unde amortizate, cu o perioadă de 10 000 — 100 000 Hz (descărcări de înaltă frecvenţă). Tensiunea de străpungere care se transmite bobinei se poate regla între 1 000 şi 10 000 V.

Identificarea bobinelor cu atingere între spire se face cu ajutorul unui circuit oscilant separat, acordat în prealabil (în rezonanţă) cu circuitul format de condensatorul *C* şi bobina *B*. Atingerea între spire modifică rezistenţa bobinei *B*, provocând desacordul celor două circuite; drept indicaţie, deviaţiile ampermetrului *A* descresc. Bobina se încearcă la tensiunea de funcţionare a maşinii.

Atingerile cu masa metalică a maşinii. Prezenţa atingerilor se constată cu inductorul sau cu lampa de control. Localizarea defectului se face aplicând tensiunea de încercare între înfăşurare şi masă, până când locul defect se descoperă prin fum sau prin amorsarea unui arc la masă.

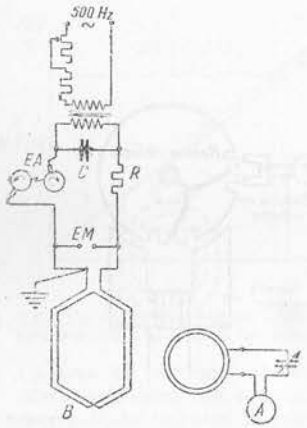


Fig. 124. Incercarea izolaţiei între spirele bobinelor, cu frecvenţă ridicată (pentru maşini cu $U > 2{,}5$ kV). Tensiunea de încercare a bobinei = tensiunea de funcţionare a maşinii.

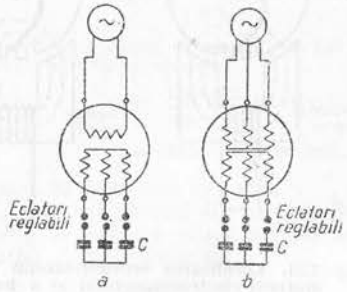


Fig. 125. Incercarea la unde abrupte de tensiune:
a — maşină sincronă; *b* — maşină asincronă.

Localizarea se poate face şi prin măsurători.

β) *Incercările maşinilor terminate.* Incercarea izolaţiei faţă de masă. Intre înfăşurare şi masa metalică a maşinii, se aplică timp de un minut tensiunea de încercare, sinusoidală.

Valorile tensiunilor de încercare sunt date în tabela 13.

Incercarea la unde abrupte de tensiune. Se execută la fel ca la transformatori (v. § 9 β), pentru înfăşurările de curent alternativ cu o tensiune peste 2,5 kV (fig. 125 *a* şi *b*).

Incercarea de izolaţie a spirelor. Izolaţia spirelor se încearcă la funcţionarea în gol a maşinii (motor sau generator) cu o tensiune ridicată (1,3 — 1,5 U_n), timp de trei minute.

Frecvenţa — respectiv turaţia — pot fi mărite corespunzător.

Tabela 13. Tensiunile de încercare ale bobinajelor (STAS 1893-50)

Nr. crt.	Specificarea maşinii sau a părţilor ei	Tensiunea eficace de încercare
1	Maşinile cu o putere mai mică de 1 kW sau kVA cum şi toate maşinile cu tensiunea nominală mai mică sau egală cu 24 V	2 U + 500 V
2	Maşinile cu o putere dela 1 kW sau 1 kVA până la 3 kW sau 3 kVA inclusiv, cu tensiunea nominală mai mare de 24 V	2 U + 1 000V
3	*a*) Maşinile cu o putere mai mare de 3 kW sau 3 kVA la tensiune mai mare de 24 V *b*) Maşinile cu o putere dela 10 000 kW sau 10 000 kVA în sus cu tensiunea nominală: — până la 3 000 V — peste 3 000 V până la 6 000 V — peste 6 000 V	2 U + 1 000 V dar minimum 1 500 V 2 U + 1 000 V 2,5 U 2 U + 3 000 V
4	Bobinajele de excitaţie ale generatorilor sincroni la care tensiunea nominală de excitaţie nu este mai mare de 750 V	de 10 ori tensiunea nominală de excitaţie min. 1 500 V; max. 3 500 V.
5	Bobinajele de excitaţie ale motoarelor sincrone şi ale comutatricelor: *a*) Maşini cu pornire directă în curent polifazat: — dacă pornirea maşinii se face cu bobinajul de excitaţie închis pe rezistenţă sau pe sursa sa de alimentare; — dacă pornirea maşinii se face cu circuitul bobinajului de excitaţie deschis, fragmentat pe secţiuni: — dacă pornirea maşinii se face cu circuitul bobinajului de excitaţie deschis, nefragmentat. *b*) Maşini cu pornirea altfel decât în curent polifazat: — motoarele sincrone demarate cu motoare de pornire; — comutatricele demarate cu motor de pornire sau în curent continuu	de 10 ori tensiunea nominală de excitaţie minimum 1 500 V 1 000 V + de 10 ori tensiunea nominală de excitaţie minimum 1 500 V 1 000 V + de 20 ori tensiunea nominală de excitaţie min. 1 500 V; max. 8 000 V. de 10 ori tensiunea nominală de excitaţie minimum 1 500 V 1 000 V + dubul tensiunii nominale de excitaţie minimum 1 500 V
6	Excitatricele tuturor maşinilor electrice de orice tip	1 000 V + dublul tensiunii nominale; min. 1 500 V
7	Bobinajele secundare (rotorul motoarelor asincrone), care nu se află în stare de scurtcircuitare permanentă: *a*) Pentru motoarele nereversibile *b*) Pentru motoarele reversibile	1 000 V + de două ori tensiunea nominală a bobinajelor rotorului 1 000 V + de patru ori tensiunea nominală a bobinajelor rotorului.
8	Maşini sau aparate montate în grup	Dacă se supune încercării o grupă de maşini noi, de curând instalate şi asamblate, supuse în prealabil încercărilor corespunzătoare de rigiditate dielectrică, atunci tensiunea de încercare nu trebue mărită peste 85% din tensiunea cea mai mică de încercare a maşinilor asamblate.
9	Motoare cu curent continuu pentru macarale	U + 1 000 V.

41. Toleranţe pentru maşini rotative (STAS 1893-50)

Nr. crt.	Mărimea	Abateri limită
1	Randamentul: *a)* maşini cu putere până la 50 kW inclusiv *b)* maşinii cu o putere mai mare de 50 kW, la determinarea randamentului prin metode directe *c)* maşini cu o putere mai mare de 50 kW, la determinarea randamentului prin metode indirecte	 $-0{,}20\,(1-\eta)$ însă nu mai puţin de $-0{,}01$ $-0{,}15\,(1-\eta)$ însă nu mai puţin de $-0{,}007$ $-0{,}10\,(1-\eta)$ la $\eta \leqslant 0{,}95$ cu rotunjire până la a treia zecimală; $-0{,}005$ la $\eta < 0{,}95$
2	Pierderile compensatorilor sincroni şi asincroni	+ 0,10 din valorile întregi ale pierderilor garantate, dar nu mai puţin de 0,005 din puterea nominală a compensatorului
3	Factor de putere ($\cos\varphi$): *a)* maşini cu o putere până la 50 kW inclusiv *b)* maşini cu o putere peste 50 kW.....	 $-\frac{(1-\cos\varphi)}{5}$, însă nu mai puţin de $-0{,}03$ şi nu mai mult de 0,10 $-\frac{(1-\cos\varphi)}{6}$, însă nu mai puţin de $-0{,}02$ şi nu mai mult de $-0{,}07$

Observaţie. Se admite ca valoarea lui $\cos\varphi$ măsurat să fie mai mică cu 0,02 faţă de limita inferioară garantată a valorii lui $\cos\varphi$, ţinându-se seamă de abaterea limită şi cu condiţia ca produsul valorilor obţinute prin măsurarea lui $\cos\varphi$ cu randamentul maşinii, să nu fie mai mic decât produsul valorilor acestor mărimi conform garanţiilor, ţinând seama de abateri limită.

4	Puterea reactivă a compensatorilor sincroni la curent de excitaţie nul	− 10% din valoarea garantată
5	*a)* Viteza de rotaţie a motoarelor de curent continuu cu excitaţie în derivaţie şi mixtă (la sarcina nominală şi la temperatura de lucru) *b)* Viteza de rotaţie a motoarelor serie, inclusiv a motoarelor cu o mică bobină stabilizatoare în paralel (la sarcina nominală şi la temperatura de lucru)	La o putere exprimată în kilowaţi raportată la 1 000 rot/min[1] dela 0,66 la 2,5 kW[2] ± 10 % dela 2,5 la 10 kW ± 7,5 % dela 10 kW în sus ± 5 % dela 0,66 la 2,5 kW[2] ± 15 % dela 2,5 la 10 kW ± 10 % dela 10 kW în sus ± 7,5 %
6	Alunecarea la motoarele asincrone a căror viteză este prevăzută în caietele de sarcini ale comenzii	+ 25 % din valoarea garantată
7	Variaţia nominală a tensiunii generatorilor de curent continuu cu excitaţie în derivaţie sau independentă	+ 20 % din valoarea garantată
8	Variaţia nominală a tensiunii generatorilor de curent continuu cu excitaţie mixtă	+ 20 % din valoarea garantată cu un minimum de 2 % din tensiunea nominală

[1]) Pentru un alt număr n de rotaţii pe minut puterea va fi multiplicată cu $\frac{1\,000}{n}$.

[2]) Nu se aplică maşinilor cu putere nominală mai mică de 1 kW.

Toleranţe pentru maşini rotative (continuare)

Nr. crt.	Mărimea	Abateri limită
9	Variaţia nominală a tensiunii generatorilor sincroni	+ 20 % din valoarea garantată
10	Curentul iniţial de pornire al motoarelor asincrone în scurtcircuit şi al motoarelor sincrone la pornire asincronă	+ 20 % din valoarea garantată
11	Curentul de vârf de scurtcircuit al generatorilor sincroni	+ 30 % din valoarea garantată
12	Curentul permanent de scurtcircuit: *a)* pentru maşinile sincrone acţionate de maşini cu piston *b)* pentru celelalte maşini sincrone	 ± 15 % din valoarea garantată − 15 % din valoarea garantată
13	Variaţia nominală a vitezei de rotaţie la motoare de curent continuu în derivaţie şi mixte	± 20 % din valoarea garantată
14	Cuplul iniţial de pornire la motoarele asincrone în scurtcircuit	− 20 % din valoarea garantată
15	Cuplul minim la motoarele asincrone în scurtcircuit în cursul pornirii	−20 % din valoarea garantată
16	Cuplul maxim la motoare de curent alternativ	− 10 % din valoarea garantată

G. Defectele principale ale maşinilor electrice

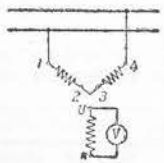
42. Defectele principale ale transformatorilor

Manifestarea defectului	Cauza	Remediul	Simptome accesorii
1. Tensiunea secundară prea mare pe o fază	*a)* Scurtcircuit între spire în primar. Atingere cu masa metalică în 2 puncte. *b)* Inversarea legăturilor unei bobine, care astfel este parcursă de curent în sens invers	*a)* Se demontează transformatorul şi se repară sau se înlocuiesc bobinele care au scurtcircuit. *b)* Se identifică bobina cu legături inversate şi se schimbă ordinea acestora	Bobinele defecte se încălzesc. Izolaţie carbonizată. Curentul de gol are o valoare mare
2. Tensiunea secundară prea mică pe o fază	Aceleaşi cauze ca mai sus, în înfăşurarea secundară	Aceleaşi remedii ca mai sus	Aceleaşi simptome ca mai sus, manifestate în înfăşurarea secundară
3. Tensiuni inegale între fazele înfăşurării secundare	Ca la nr. 1 *a)* sau *b)* concomitent în înfăşurarea primară şi secundară	Ca la nr. 1	Ca la nr. 1
4. Transformatorul zbârnâie puternic	Tolele miezului nu sunt bine strânse. Joanturi defectuoase	Se vor strânge bine buloanele miezului. Dacă joanturile sunt defecte, miezul trebue recondiţionat	Curent mare absorbit la funcţionarea în gol

Defectele principale ale transformatorilor (continuare)

Manifestarea defectului	Cauza	Remediul	Simptome accesorii
5. Cădere mare de tensiune	*a*) Defect de construcţie; scăpări magnetice mari *b*) Conexiune greşită (stea în loc de triunghi)	*a*) — *b*) Refacerea conexiunilor	
6. Incălzirea anormală a transformatorului	*a*) Nivelul uleiului scăzut *b*) scurtcircuit în înfăşurarea primară sau secundară	*a*) Se va completa uleiul la nivel *b*) Reparare, ca la nr. 1	
7. Curent mare absorbit la funcţionarea în gol	*a*) Izolarea defectuoasă a buloanelor de strângere a miezului *b*) Inversarea unei faze a înfăşurării primare în raport cu celelalte două	*a*) Se vor demonta şi izola buloanele *b*) Se vor verifica şi restabili conexiunile	

43. Defectele principale ale maşinilor asincrone

Manifestarea defectului	Cauza	Remediul	Simptome accesorii
1. Motorul nu porneşte	Intrerupere pe o fază în linia de alimentare, sau în înfăşurarea statorului	Se măsoară tensiunile la borne; dacă sunt egale, întreruperea este în înfăşurare. Se identifică faza defectă şi se reface legătura	O fază a statorului nu are curent
2. Motorul nu porneşte; statorul are curent în toate fazele	Intrerupere în două faze ale înfăşurării rotorului	Identificarea fazelor şi refacerea legăturilor	
3. Motorul nu porneşte; curenţi foarte diferiţi în cele 3 faze ale statorului	O fază a statorului este inversată 	Se identifică toate extremităţile fazelor cu inductorul; se notează extremităţile uneia din faze cu *U*, *x* şi celelalte cu *1*, *2*, *3*, *4*; se face montajul din figură. 1. Voltmetrul deviază: borna *2* se notează cu *V*, şi *1* cu *y*. 2. Voltmetrul nu deviază: borna *1* se notează cu *V*, şi *2* cu *y*. Se repetă operaţia pentru a treia fază şi se găsesc bornele *W* şi *z*	Motorul vâjie puternic. Curenţii depăşesc valoarea nominală la funcţionarea în gol

Defectele principale ale maşinilor asincrone (continare)

Manifestarea defectului	Cauza	Remediul	Simptome accesorii
4. Motorul porneşte numai în gol, cu viteza pe jumătate	Scurtcircuit între două perii	Restabilirea legăturilor	
5. Motorul porneşte numai în gol; curentul statoric pulsează	Scurtcircuit în înfăşurarea rotorului	Identificarea bobinelor defecte (cu electromagnetul) şi repararea lor	Motorul intra încet în turaţie
6. Motorul vibrează; vibraţiile dispar la întreruperea curentului	*a*) Rotor deformat (întrefier neuniform) *b*) Scurtcircuit în stator	*a*) Strunjirea rotorului. *b*) (v. 5)	Curenţii negali pe faze
7. Motorul vibrează; vibraţiile dispar la întreruperea curentului; vâjiit puternic	Scurtcircuit sau legături greşite la stator	v. 5	Curenţi negali pe faze
8. Şuierat puternic în timpul funcţionării, care dispare la întreruperea curentului	Alegerea nereuşită a numărului de crestături stator şi rotor (vibrează fierul)	Se va confecţiona alt rotor, cu alt număr de crestături. Eventual, numai strunjirea rotorului	
9. Motorul cu inele porneşte cu rotorul deschis	Scurtcircuit în rotor; motorul poate porni cu turaţie redusă şi datorită curenţilor turbionari (Foucault) induşi în ax, bandaje, etc.	v. 5	Sgomot caracteristic

44. Defectele principale ale maşinilor sincrone

Manifestarea defectului	Cauza	Remediul	Simptome accesorii
1. Incălzirea uniformă a fierului activ al statorului, la sarcina nominală	*a*) Maşina funcţionează cu o tensiune superioară celei nominale *b*) Turaţia este sub valoarea nominală (generator care lucrează separat) din cauza motorului primar	*a*) Se va reduce tensiunea la valoarea nominală *b*) Se va restabili turaţia, prin remedierea motorului primar	Infăşurarea statorului şi infăşurarea de excitaţie se incălzesc

Defectele principale ale maşinilor sincrone (continuare)

Manifestarea defectului	Cauza	Remediul	Simptome accesorii
2. Incălzirea neuniformă a fierului activ al statorului, la tensiunea nominală	*a*) Scurtcircuite locale între tole *b*) Contact între buloanele de strângere şi fierul activ *c*) Fier ars sau topit prin scrutcircuit în înfăşurare, sau străpungere a izolaţiei	*a*) Se vor pili fin locurile unde s'au produs scurtcircuite; eventual se va lăcui din nou, deslipind tolele (după ce maşina a fost încălzită) *b*) Se vor reizola buloanele *c*) Se taie locurile deteriorate, punând carton subţire sau preşpan lăcuit. La deteriorări grave, se va recondiţiona fierul şi înfăşurarea	Incălzirea se manifestă chiar la funcţionarea în gol
3. Incălzirea uniformă a înfăşurării statorului	Suprasarcină, sau rezultat al încălzirii fierului activ (prin supratensiune)	Se va reduce sarcina sau tensiunea	
4. Incălzirea neuniformă a înfăşurării statorului	*a*) Contact între spire *b*) Scurtcircuit între faze *c*) O fază pusă la pământ în două locuri	*a*) Se determină locul defect (este foarte cald). Bobina defectă se determină şi prin măsurarea tensiunilor la bornele mai multor bobine (cea defectă are tensiunea minimă) *b*) Se desfac fazele şi se determină locul atingerii, cu inductorul, reparându-se izolaţia *c*) Se determină locul punerii la pământ cu lampa de control, înlăturându-se atingerea	*a*) Tensiuni inegale între faze. Maşina vâjâie puternic şi scoate fum
5. Incălzirea înfăşurării de excitaţie	*a*) Tensiunea este prea mare, sau turaţia prea mică, (v. 1 *a*, *b*). *b*) Factor de putere scăzut (sarcină reactivă mare) *c*) Atingere între spire	*a*) v. 1, *a*, *b*. *b*) Măsuri pentru ameliorarea factorului de putere: oprirea motoarelor care funcţionează în gol, reducerea numărului transformatorilor cu sarcini parţiale şi încărcarea celor rămaşi, etc. *c*) Găsirea locului defect: se alimentează excitaţia în curent alternativ (120—500 V) şi se măsoară tensiunea în fiecare bobină: pentru bobina defectă tensiunea este mult mai mică	*a*) Curentul de excitaţie depăşeşte valoarea nominală *c*) Maşina vibrează
6. Tensiuni inegale la borne, la funcţionarea în gol	*a*) Legături greşite în înfăşurarea statorului (numărul bobinelor legate greşit diferă pe fiecare fază) *b*) Scurtcircuit în înfăşurarea statorului	*a*) Refacerea corectă a legăturilor *b*) v. 4	*a*) Infăşurarea statorului nu se incălzeşte

Defectele principale maşinilor sincrone (continuare)

Manifestarea defectului	Cauza	Remediul	Simptome accesorii
7. Tensiune scăzută la funcţionarea în gol, cu turaţia şi excitaţia nominală	*a*) Legături greşite (inversate) în înfăşurarea statorului (acelaşi număr de bobine inversate pe fiecare fază) *b*) Legături greşite în înfăşurarea de excitaţie *c*) Atingere între spire, în înfăşurarea de excitaţie	*a*) Refacerea corectă a legăturilor *b*) Verificarea polarităţii şi refacerea legăturilor *c*) v. 5 c	
8. Arborele se magnetizează puternic	Câmp magnetic disimetric din cauza unei atingeri între spirele înfăşurării rotorului.	Demagnetizarea arborelui Găsirea şi remedierea atingerii între spire	Curenţi în lagăre
9. Motorul sincron nu porneşte în asincron, sau nu desvoltă turaţia nominală	*a*) Atingere între spire, în înfăşurarea de excitaţie. *b*) Scurtcircuit în înfăşurarea statorului	*a*) v. 5 c *b*) v. 4 *a* şi *b*	Motorul şueră puternic Curenţi inegali pe faze

45. Defectele principale ale maşinilor de curent continuu

Manifestarea defectului	Cauza	Remediul	Simptome accesorii
1. Scântei la perii	*a*) Poziţia greşită a periilor *b*) Pivoţii inegal distanţaţi la periferia colectorului *c*) Presiunea periilor prea mare, prea mică, sau inegală *d*) Secţiunea periilor prea mică sau materialul necorespunzător (prea moale sau prea tare)	*a*) Verificarea poziţiei după semnele de pe colector şi traversă Verificarea decalajului axei neutre *b*) Verificarea poziţiei pivoţilor *c*) Se va regla presiunea, utilizând un dinamometru *d*) Inlocuirea cu perii corespunzătoare	Colectorul şi periile se incălzesc
2. Scântei la perii (nu apar la funcţionarea în gol, ci dela o anumită valoare a sarcinii în sus)	*a*) Succesiunea greşită a polilor auxiliari şi principali *b*) Polaritatea greşită a polilor auxiliari sau principali *c*) Polii auxiliari prea puternici sau prea slabi.	*a*) Verificarea succesiunii polilor principali şi auxiliari *b*) Verificarea polarităţii *c*) Se deplasează periile dintr'un sens sau altul Polii puternici: se micşorează intrefierul (şi invers)	c) Scântei uniforme, numai la funcţionarea în sarcină.

Defectele principale ale maşinilor de curent continnu (continuare)

Manifestarea defectului	Cauza	Remediul	Simptome accesorii
3. Scântei la perii; anumite lamele (distanţate cu un pas polar) se înnegresc	*a*) Contacte slabe la lipiturile dela colector *b*) Lamele ieşite în afară sau adâncite *c*) Scurtcircuit în înfăşurarea rotorului	*a*) Verificarea contactelor (metoda căderii de tensiune) şi refacerea lipiturilor Strunjirea colectorului. *b*) Strunjirea colectorului *c*) Se identifică şi se înlocuesc bobinele defecte.	
4. Scântei la perii cu urme de arsuri pe colector; înnegrirea aproape totală a lamelelor	*a*) Colectorul nu este neted; deformare din cauza forţei centrifuge; lamele ieşite în exterior *b*) Izolaţia dintre lamele iese în exterior (la turaţii mari)	*a*) Strunjirea colectorului şi adâncirea izolaţiei dintre lamele *b*) Adâncirea izolaţiei şi şlefuirea colectorului	Periile vibrează; colectorul şi periile se încălzesc foarte tare
5. Scântei la perii cu flacără inelară în jurul colectorului	*a*) Poziţia greşită a periilor *b*) Succesiunea greşită a polilor principali şi auxiliari *c*) Scurtcircuit exterior	*a*) v. 1 *a* *b*) v. 2 *a* *c*) Se va instala un întreruptor automat rapid, după eliminarea defectului	
6. Generatorul cu excitaţie independentă nu dă tensiune la borne	*a*) Bornele de excitaţie fac contact cu masa *b*) Legarea greşită a bobinelor de excitaţie (succesiunea polilor)	*a*) Se verifică punerea la masă cu inductorul şi se repară izolaţia defectă *b*) v. 2 *a*	Polii nu au magnetism
7. Generatorul autoexcitat nu dă tensiune la borne	*a*) Generatorul a pierdut magnetismul remanent *b*) Sensul de rotaţie inversat *c*) Excitaţia derivaţie inversată (acţiune contrarie magnetismului remanent)	*a*) Remagnetizare cu ajutorul unei surse exterioare de curent *b*) Schimbarea sensului de rotaţie. *c*) Schimbarea legăturilor excitaţiei	*a*) Polii nu au magnetism *b*) Polii au magnetism
8. Motorul derivaţie nu porneşte în sarcină	*a*) Circuitul derivaţie legat greşit (adesea la reostatul de excitaţie combinat cu reostatul de pornire) *b*) Reostatul de excitaţie se află pe poziţia de maximă rezistenţă *c*) Succesiunea greşită a polilor *d*) Scurtcircuit în bobinele derivaţie	*a*) Restabilirea legăturilor juste, după schemă *b*) Se scurt circuitează reostatul de excitaţie *c*) v. 2 *a* *d*) Identificarea bobinelor defecte prin măsurări de tensiune şi repararea izolaţiei	Dacă motorul este pornit cu mâna, în gol, se ambalează

Defectele principale ale maşinilor de curent continnu (continuare)

Manifestarea defectului	Cauza	Remediul	Simptome accesorii
9. La funcţionarea în gol, generatorul dă tensiune redusă, iar motorul are turaţia prea mare	*a*) Decalaj prea mare al periilor *b*) Polaritatea greşită a bobinelor de excitaţie *c*) Scurtcircuit în bobinele de excitaţie *d*) Scurtcircuit în indus	*a*) Deplasarea periilor până când tensiunea este maximă, sau turaţia revine la normal *b*) Verificarea polarităţii *c*) v. 8 *d* *d*) idem	Indusul se încălzeşte la funcţionarea în gol
10. Incălzirea indusului (rotor)	*a*) Succesiunea greşită a polilor (prin deformarea câmpului magnetic, apar curenţi de compensare în rotor) *b*) Atingere între spirele polilor principali (deformarea câmpului) *c*) Scurtcircuit în înfăşurarea rotorului	*a*) v. 2 *a* *b*) v. 8 *d* *c*) v. 8 *d*	*a*) Periile unui pol fac scântei mai multe. Generatorul dă tensiune normală numai la turaţie ridicată

ANEXĂ

Semne convenţionale pentru maşini electrice şi transformatori (după STAS 2048-51)

I. Generalităţi

Se deosebesc:

— semne convenţionale generale;

— semne convenţionale simplificate fără indicarea conexiunilor (legăturilor) interioare;

— semne convenţionale cu indicarea conexiunilor interioare.

Semnele convenţionale generale se folosesc în schemele de principiu.

Semnele convenţionale simplificate se folosesc, fie în scheme unifilare, fie în scheme multifilare.

In schemele unifilare, conductorii de polarităţi sau de faze diferite, care aparţin aceluiaşi circuit, se reprezintă printr'o singură linie. Numărul conductorilor din acel circuit este indicat printr'un număr corespunzător de liniuţe oblice care taie linia reprezentînd circuitul. Când acest număr este mai mare de patru, se trage o singură liniuţă oblică, lângă care se scrie cifra corespunzătoare numărului de conductori.

La schemele multifilare, fiecare conductor de polaritate sau de fază diferită este reprezentat printr'o linie separată.

Semnele convenţionale cu indicarea conexiunilor interioare se folosesc în schemele detaliate.

II. Maşini electrice

Semnele convenţionale pentru maşini electrice din tabela 2 pot fi completate, după necesitate, cu diferite indicaţii, după cum urmează:

a) In interiorul semnului se folosesc notaţiile:

— pentru curent continuu (semnele 1...4 şi 26...29),

~ pentru curent alternativ,

1 ~ pentru curent alternativ monofazat (semnele 5...10, şi 22),

2 ~ pentru curent alternativ bifazat (semnul 11).

3 ~ pentru curent alternativ trifazat (semnele 12...21 şi 23...28),

6 ~ pentru curent alternativ hexafazat (semnul 29),

p pentru numărul de perechi de poli care se pot comuta (semnele 15...17),

c pentru bobinaj de compensaţie (semnul 8).

b) In stânga semnului, se notează puterea:

— la curent continuu şi la motoarele de curent alternativ, în general, în kW (semnul 2),

— la generatoarele de curent alternativ şi la motoarele sincrone în kVA sau în MVA (în ultimul caz, numărul este subliniat, v. semnul 23),

— la comutatrice, se scrie puterea în curent continuu (semnul 28).

c) In dreapta semnului, se notează tensiunea (semnul 2) în V sau KV (în ultimul caz, numărul este subliniat). La comutatrice se dă tensiunea curentului continuu.

Tabela 1

Nr.	Denumire	Semn convenţional
1	Generator	G
2	Motor	M
3	Maşină reversibilă	MG
4	Generator sau motor de curent continuu	G M
5	Generator sau motor de curent alternativ	G M
6	Maşină comutatrice	C
7	Maşini cuplate mecanic Exemplu: Motor generator	
8	Maşină principală şi maşină auxiliară cuplate mecanic .Exemplu: Generator-excitatrice sau Motor sincron-motor de demaraj	
9	Maşină cu colector	

Tabela 2

Nr.	Denumire	Semn convenţional		
		simplificat		detaliat
		unifilar	multifilar	
1	Motor de curent continuu cu exitaţie în serie	M	M	M
2	Generator sau motor de curent continuu cu exitaţie în derivaţie. Exemplu: Generator de curent continuu cu excitaţie în derivaţie 100 kW 220 V	220 100 G	220 100 G	220 100 G
3	Generator sau motor de curent continuu cu excitaţie separată	G	G	G
4	Generator sau motor de curent continuu cu excitaţie mixtă	G	G	G
5	Motor monofazat asincron cu rotor colivie şi fază auxiliară.	M 1~	M 1~	M 1~
6	Motor monofazat asincron cu rotor trifazat şi cu inele	M 1~	M 1~	M 1~
7	Motor monofazat serie cu colector	M 1~	M 1~	M 1~

Tabela 2 (continuare)

Nr.	Denumire	Semn convenţional		
		simplificat		detaliat
		unifilar	multifilar	
8	Motor monofazat serie cu colector cu poli auxiliari şi bobinaj de compensaţie			
9	Motor cu colector cu repulsie			
10	Motor cu colector tip Deri			
11	Motor bifazat asincron cu rotor bifazat şi cu inele			
12	Motor trifazat asincron cu rotor colivie			
13	Motor trifazat asincron cu rotor trifazat şi cu inele			

Tabela 2 (continuare)

Nr.	Denumirea	Semn convenţional		
		simplificat		detaliat
		unifilar	multifilar	
14	Motor trifazat asincron cu rotor cu inele şi dispozitiv de ridicat periile şi de scurtcircuitare cu întrerupător de zăvorâre			
15	Motor trifazat asincron cu rotor colivie şi comutare de poli Exemplu: 2 şi 4 perechi de poli			
16	Motor trifazat asincron cu rotor colivie, cu comutare de poli şi bobinaje separate Exemplu: cu 2 şi 3 perechi de poli			
17	Motor trifazat asincron cu rotor colivie, cu comutare de poli şi bobinaje separate Exemplu: 2,4 cum şi 3 perechi de poli			
18	Motor trifazat serie cu colector			
19	Motor trifazat serie cu colector, cu transformator intermediar			

Tabela 2 (continuare)

Nr.	Denumire	Semn convenţional		
		simplificat		detaliat
		unifilar	multifilar	
20	Motor trifazat derivaţie, alimentat prin rotor			
21	Motor trifazat derivaţie, cu colector, alimentat prin stator			
22	Generator monofazat sincron			
23	Generator trifazat sincron, în stea. Exemplu : 10 MVA 5 kV	5 10	5	5 10
24	Generator trifazat sincron, în triunghi			
25	Generator trifazat sincron în stea cu punctul neutru accesibil			

Tabela 2 continuare

Nr.	Denumirea	Semn convenţional		
		simplificat		detaliat
		unifilar	multifilar	
26	Generator trifazat sincron cuplat cu maşină de excitaţie			
27	Generator de curent continuu cuplat cu motor trifazat asincron			
28	Comutatrice trifazată	10 220	50 220	50 220
29	Comutatrice hexafazată	6		

III. Transformatori de putere

Semnele convenţionale pentru transformatori de putere din tabela 4 pot fi completate, după necesitate, cu diferite indicaţii, după cum urmează:

a) În interiorul semnului, la mijloc, fie frecvenţa nominală (semnele 1; 2; 5; 7 şi 8) — mai cu seamă dacă nu este dată pe circuitele aferente — fie tensiunea de scurtcircuit, în procente (semnul 3).

b) În stînga semnului, puterea nominală în kVA sau MVA (în ultimul caz numărul este subliniat; v. semnele 1; 3; 7 şi 8).

c) În dreapta, sus şi jos, tensiunile nominale în V (semnele 1; 2; 7 şi 8) sau în kV (în ultimul caz numărul este subliniat; v semnele 3 . . . 6).

Când o tensiune este reglabilă sub sarcină, numărul de ploturi şi tensiunea pe fiecare plot se scriu imediat după tensiunea nominală respectivă (semnele 4 şi 5).

d) F e l u l c o n e x i u n i l o r unui bobinaj se trece în cercul care îl reprezintă, iar g r u p a de c o n e x i u n i în interiorul semnului convenţional la întretăierea celor două cercuri respective (semnele 4 . . . 6).

e) În cazul semnelor simplificate ale transformatorilor trifazaţi cu 3 bobinaje (semnele 5 şi 6):

— tensiunea din partea superioară a semnului se scrie tot în dreapta; celelalte două tensiuni se scriu jos sub circuitele corespunzătoare;

— puterile se scriu lîngă cercurile care reprezintă bobinajele respective.

Notă. În semnele convenţionale detaliate, bobinajele pot fi reprezentate şi numai printr'o linie groasă în locul liniei frânte (semnul 3).

Tabela 3

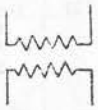
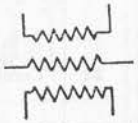
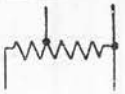
Nr.	Denumire	Semn convenţional	
1	Transformator cu două bobinaje		
2	Transformator cu trei bobinaje		
3	Autotransformator		

Tabela 4

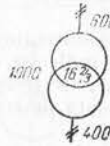
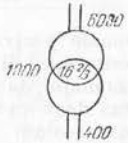
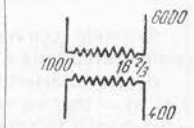
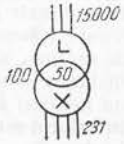
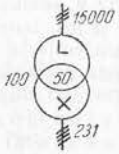
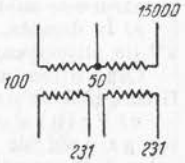
Nr.	Denumire	Semn convenţional		
		simplificat		detaliat
		unifilar	multifilar	
1	Transformator monofazat cu două bobinaje Exemplu: 1000 kVA 6000/400 V 16²/₃ Hz			
2	Transformator bifazat conexiune cu 3 şi 4 conductori Exemplu: 100 kVA 15000/231 V 50 Hz			

Tabela 4 continuare

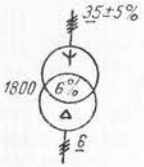
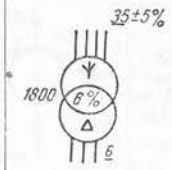
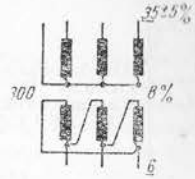
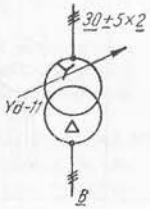
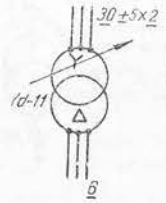
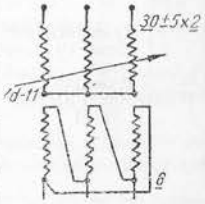
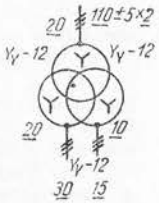
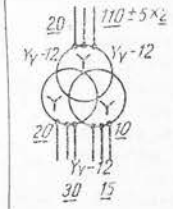
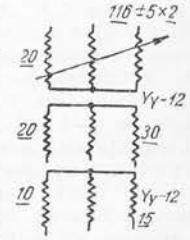
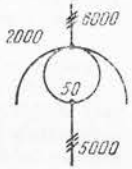
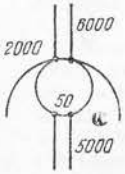
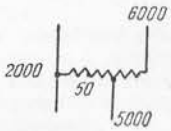
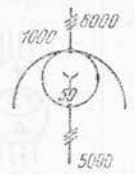
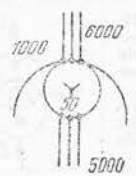
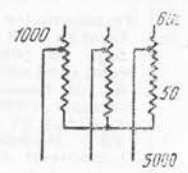
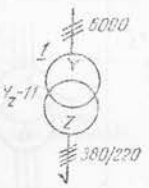
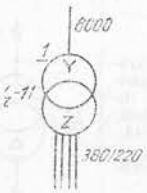
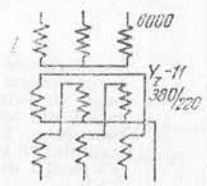
Nr.	Denumirea	Semn convenţional		
		simplificat		detaliat
		unifilar	multifilar	
3	Transformator trifazat cu două bobinaje cu prize de reglaj când este scos de sub tensiune Exemplu: 1800 kVA 35±5 %/6 kV 50 Hz Yd-5 tensiune de scurtcircuit 6 %			
4	Transformator trifazat cu două bobinaje cu prize de reglaj sub sarcină, conexiune Yd-11 Exemplu: 30 kV cu ±5 poziţii de câte 2 kV			
5	Transformator trifazat, cu trei bobinaje cu prize de reglaj sub sarcină Exemplu: 20/20/10 MVA 110±5x2/30/ /15 kV Yy-12/Yy-12Y/y-12			
6	Autotransformator monofazat Exemplu: 2 000 kVA 6000/5000 V 50 Hz			

Tabela 4 (continuare)

Nr.	Denumirea	Semn convenţional		
		simplificat		detaliat
		unifilar	multifilar	
7	Autotransformator trifazat în stea Exemplu: 100 kVA 6000/5000 V 50 Hz			
8	Transformator trifazat cu două bobinaje Exemplu: 1 MVA 6000/380/220 V, ZZ-11			

BIBLIOGRAFIE

Alexeev A. E.: Construcţia maşinilor electrice. Traducere din limba rusă, Editura Tehnică, 1951.

Prof. dr. ing. P. Andronescu: Drehmoment asynchroner Käfigankermotoren Archiv für Elektrotechnik, Berlin, 1923.

Prof. dr. ing. P. Andronescu: Représentation sous une forme unifiée du fonctionnement des maschines éléctriques. Congrès International d'éléctricité, Paris, 1932.

Benedikt O. V.: Nomograficeskii metod rasceta slojnâh silno nasâşcionâh magnitnih ţepei electriceskih maşin. Gosenergoizdat, 1953.

Th. Bödefeld und H. Sequenz: Elektrische Maschinen, Eine Einführung in die Grundlagen, Vierte Auflage, Springer-Verlag Wien, 1949.

Bulgakov N. I.: Calculul transformatorilor. Traducere din limba rusă, Editura Tehnică 1951.

Ing. V. Bunea: Generatorul sincron mergând singur. Institutul Român de Energie (I.R.E.). Monografii tehnice nr. 4 Bucureşti 1930.

Ing. V. Bunea: Calculul mersului în paralel al generatorului sincron. Institutul Român de Energie (I.R.E.). Monografii tehnice nr. 5 Bucureşti 1930.

Ing. V. Bunea: Nouveau procédé pour la construction des machines éléctriques. Le moniteur de l'éléctricité no. 23 Janvrier 1949 Paris.

Ing. V. Bunea şi I. Modoran: Bobinajul maşinilor electrice, Editura tehnică 1950 Bucureşti.

C. Clément: La construction des bobinages éléctriques Dunod-Paris, 1949.

Prof. ing. V. Corlăţeanu: Contribuţiuni teoretice şi experimentale la studiul unui motor sincron în legătură cu variaţia tensiunii de alimentare 1947. Lucrare de doctorat.

Prof. ing. V. Corlăţeanu, Gh. Filipiuc şi M. Vasilciuc: Funcţionarea în paralel a mutatorilor cu vapori de mercur cu maşini de curent continuu. Studii şi cercetări ştiintifice. Academia R.P.R., nr. 1 — 2, 1953.

Prof. dr. ing. P. Andronescu: Représentation sous une forme unifiée du fonctionnement des maschines éléctriques. Congrès International d'éléctricité, Paris, 1932.

Prof. ing. V. Corlăţeanu, Ing. Gh. Şerban, Ing. H. Vasilciuc, Ing. V. Ştirbu şi Ing. E. Aldăzăroaiei: Încercări de maşini electrice (litografiat) Iaşi, 1953.

M. P. Costenco: Elektriceskie maşinâ (I), Gosenergoizdat.

M. P. Costenco: Electriceskie maşinâ (II), Speţialnaia ciast. Gosenergoizdat 1949.

P. N. Ermolin: Perehodneâ proţessâ v maşinah postoiannovotoka. Gosenergoizdat, 1951.

Thomas C. Mc. Farland: Alternating Current Machines D. van Nostrand Company, Inc. New-York 1949.

Acad. I. S. Gheorghiu, A. Fransua şi A. Moraru: Determinarea forţelor axiale în transformatorii electrici de mare putere, Editura Academiei R.P.R. 1953.

Prof. I. S. Gheorghiu: Les inductances partielles des fuites dans les transformateurs et leurs détermination éxperimentale. Révue générale de l'Electricité, 20 Juin, 1936.

Prof. I. S. Gheorghiu: Le problème générale de la répartition des courants dans la marche en parallele de transformateurs. Bulletin de matématiques et de physique pure et appliquée. Nr. 1, 2, 3/1935 — 1936.

Prof. I. S. Gheorghiu: Predeterminarea condiţiilor de funcţionare a comutatricei prin metoda compunerii fluxurilor. Revista Universităţii C. I. Parhon şi a Politehnicii Bucureşti.

Prof. I. S. Gheorghiu: Teoria unitară a maşinilor electrice. Editura A.G.I.R. Bucureşti.

Prof. I. S. Gheorghiu: Cuadripolul ca nouă metodă de studiu a motoarelor trifazate cu colector. Buletinul Ştiinţific al Academiei R.P.R. Tomul I, nr. 3, 1949.

Prof. I. S. Gheorghiu: Maşini electrice. Teoria şi încercările lor vol. I. Ediţia VI (litografiat). Editura Institutului Politehnic Bucureşti, 1947.

Prof. I. S. Gheorghiu: Maşini electrice. Capitole speciale din teoria maşinilor electrice vol. II, ediţia VI (litografiat). Editura Politehnicii din Bucureşti. 1947.

Prof. I. S. Gheorghiu: Maşini electrice. Construcţia şi calculul lor vol. III. Ediţia VI, Editura Politehnicii din Bucureşti 1945.

Prof. I. S. Ggheorghiu: Proiectarea maşinilor electrice de curent continuu. Editura Institutului Politehnic Bucureşti 1951.

Prof. I. S. Gheorghiu: Proiectarea maşinilor electrice de curent alternativ. Maşina asincronă. Editura Institutului Politehnic Bucureşti 1952.

Prof. I. S. Gheorghiu: Proiectarea maşinilor electrice de curent alternativ. Maşina sincronă. Editura Institutului Politehnic Bucureşti 1952.

A. A. Gorev: Perehodnie proţessă sinhronnoi maşină. Gosenergoizdat, 1950.

A. V. Govorcov: Elektriceskie i magnitnâe polia. Gosenergoizdat, 1954.

Dr. techn. Alfred Grabner: Elektrodynamische Starkstrommaschinen (Entwurf und Berechnung) S. Hirzel Verlag Zürich, 1950.

N. L. Gruzov: Metodâ matematicescovo issledovanie electriceskih maşin. Gosenergoizdat, 1953.

A. Guilbert: Théorie, fonctionnement et calcul des machines électriques vol. I. Dunod-Paris 1951.

C. F. Guilbert: Essais des machines électriques. Lib. J. B. Baillère Paris 1922.

C. K. Jerve: Incercările industriale ale maşinilor electrice (Traducere din limba rusă). Oficiul de presă, editură şi documentare M.E.E. 1951.

E. I. Curevici: Expluataţia sinhronâh kompensatorov. Gosenergoizdat, 1952.

R. Langlois-Berthelot: Les machines à courant continu. Gauthier Villars, Paris, 1931.

C. Lazu: Teoria maşinilor electrice vol. I (litografiat). Maşini de curent continuu Transformatorul electric. Editura Energetică de Stat.

C. Lazu: Teoria maşinilor electrice vol. II. Maşini de curent alternativ (litografiat) Editura Energetică de Stat.

C. Lazu: Incercările maşinilor electrice de curent continuu (prelucrare de C. Lazu). Editura Energetică de Stat, 1952.

Dr. ing. M. Liwschitz: Die elektrischen Maschinen, I Band, Allgemeine Grundlagen, Leipzig u. Berlin, Verlag und Druck von B. G. Taubner, 1931.

Dr. ing. M. Liwschitz u. Dipl. ing. H. Glöckner: Die elektrische Maschinen, II Band Konstruktion und Isolierung. 1931, Leipzig, u. Berlin, Verlag und Druck von B. G. Taubner.

Dr. ing. M. Liwschitz: Die elektrische Maschinen, III Band, Berechnung und Bemessung, Leipzig u. Berlin, Verlag und Druck von B. G. Taubner, 1939.

A. Mauduit: Machines électriques (Théorie, éssais et construction) H. Dunod et E. Pinat, Editeurs Paris, 1931.

M. Mathieu: Calcul et construction des machines électriques. Eyrolles Editeur Paris, 1949.

Dipl. ing. Werner Nürnberg: Die Prüfung elektrischer Maschinen. Springer Verlag, 1948.

Prof. ing. dr. Cesar Parteni Antoni: Contribution a l'étude expérimentale et théorique de la commutation dans les machines à courant continu. R.G.E. Editeurs à Paris, 1925. *Lucrare de doctorat.* (O parte din lucrare a apărut în R.G.E., 29 august, 5 şi 11 septembrie 1925, vol. 18, p. 343 — 359, 393 — 406 şi 439 — 445).

— Contribution a l'étude de la commutation dans les machines a courant continu. I.R.E. nr. 10, Bucureşti 1928. *Lucrare de docenţă.*

— L'influence du nombre de pôles sur le projet d'une machine a courant continu. R.G.E., 1953, t. 33.

Prof. ing. dr. Cesar Parteni Antoni şi ing. P. Ştiubei: Le nombre de pôles dans le projet d'une machine a courant continu. Bul. I.R.E. 1936.

Prof. ing. dr. Cesar Parteni Antoni şi ing. V. Georgescu: Sur le rendement d'un moteur asynchrone. Publicat în volumul Congresului al IX-lea. Elektrotechnichy svaz ceskoslovensky Praga, 1938 şi subtitlul «Asupra randamentului unui motor asincron», în Bul. A.P.D.E. 1939.

Prof. ing. dr. Cesar Parteni Antoni şi ing. N. Boţan: La théorie du quadripôle appliquée au moteur d'induction en cascade avec un compensateur de phase. Bul. Politehnicii Iaşi, vol. I, fasc. II, 1945.

Prof. ing. dr. Cesar Parteni Antoni şi ing. V. Corlăţeanu: Etude expérimentale sur le fonctionnement d'un moteur asynchrone (en fonction de la fréquence) Bul. I.N.C.T. 1946.

Prof. ing. Dr. Cesar Parteni Antoni şi ing. V. Corlăţeanu: Sur la possibilité d'augmenter la puissance d'une machine a courant continu. Bul. Ec. Polyt. Iassy, 1948.

Prof. ing. Dr. Cesar Parteni Antoni şi ing. V. Corlăţeanu şi ing. V. Hanganu: Transformatori asincroni de frecvenţă. Lucrările sesiunii generale ştiinţifice. Academia R.P.R., Iunie 1950.

Prof. ing. dr. Cesar Parteni Antoni şi ing. V. Corlăţeanu: Contribuţiuni la calculul unei maşini de curent continuu cu mai multe depănări de excitaţie. Studii şi Cercetări ştiinţifice Academia R.P.R. Filiala Iaşi, 1951, vol. II.

Prof. ing. dr. Cesar Parteni Antoni: Consideraţiuni asupra problemei supratensiunilor la transformatori. Electrotehnica, 1953, nr. 11.

— Teoria, calculul şi construcţia maşinilor electrice de curent continuu (curs litografiat). Iaşi 1926, 1946 şi 1948.

— Maşini sincrone (idem). Iaşi, 1927 şi 1949.

— Motori asincroni (idem). Iaşi 1928, 1946 şi 1950.

— Transformatori (idem). Iaşi, 1928, 1946 şi 1952.

L. M. Piotrovski: Maşini electrice, traducere din limba rusă. Editura energetică de stat, 1953.

H. de Pistoye: Etude mécanique et usinage des machines électriques. Lib. J. B. Bailliére Paris 1924.

M. I. Postnicov: Proectirovanie electriceskih maşin. Gosenergoizdat, 1952.

M. I. Postnicov: Vîbor optimalnih geometriceskih razmerov v electriceskih maşina. Gosenergoizdat 1952.

Prof. dr. ing. R. Rădulet: La hauteur optima des bars dans les rainures des machines électriques. Bulletin scientifique de l'Ecole Polytechnique de Timişoara, Tome IV, 1932.

Gino Rebora: La construzione delle macchine elettriche. Hoepli Milano, 1948.

Rudolf Richter: Ankerwicklungen für Gleich und Wechselstrommaschinen, Berlin, Julius Springer, 1920.

Rudolf Richter: Elektrische Maschinen I Band Algemeine Berechnungselemente. Die Gleichstrommaschinen Zweite Auflage Verlag Birkhäser Basel 1951.

Rudolf Richter: Elektrische Maschinen, II Band — Synkronmaschinen und Einankerumformer Berlin, Iulius Springer, 1930.

Rudolf Richter: Elektrische Maschinen, III Band, Die Transformatoren, Berlin, Iulius Springer 1932.

Rudolf Richter: Electrische Maschinen, IV Band, Die Induktionsmaschinen, Berlin, Iulius Springer 1936.

Rudolf Richter: Stromwender Maschinen für ein und mehrphasigen Wechselstrom Regelsätze. V Band. Springer Verlag Berlin-Göttingen Heidelberg 1950.

E. v. Rziha und T. Seidener: Starkstromtechnik — Taschenbuch für Electrotehniker, Siebente Auflage, I Band, Verlag von Wilhelm Ernst und Sohn, Berlin, 1930.

I. A. Sâromiatnicov: Rejimâ rabotâ sinhronnâh gheneratorov. Gosenergoizdat, 1952.

I. A. Sâromiatnicov: Rejimâ rabotâ asinhronnâh dvigatelei. Gosenergoizdat, 1950.

M. L. Snifer: Nagruzocinaia sposobnost silovâh transformatorov. Gossenergoizdat 1953.

Prof. dr. ing. T. Tănăsescu: Transformatori de sudură. Buletinul de studii şi cercetări tehnice, vol. I, 1949.

Prof. ing. dr. N. Vasilescu Karpen: Sur la réaction magnétique de l'induit des dynames. Comptes rendus de sciences de l'Académie des Sciences, Paris 1902.

Prof. ing. dr. Vasilescu-Karpen: Motor electric cu colector fix, cuplu constant şi viteză variabilă, Buletinul Societăţii Politehnice, anul XXVIII, nr. 12.

N. V. Vinogradov, F. A. Gorianov, P. S. Serghiev: Proiectarea maşinilor electrice. Traducere din limba rusă (litografiată) vol. I şi II. Editura Energetică de Stat.

Dr. tehn. Milan Vidmar: Die Transformatoren. Springer Verlag, Berlin, 1925.

Dr. tehn. Milan Vidmar: Wirkungsweise elektrischer Maschinen, 1928.

I. V. Zimin: Obmotki electriceskih maşin. Gosenergoizdat. 195[illegible]

Responsabil de carte: Ing. Hrincu D.
Tehnoredactor: Rădulescu Gh.
Corector resp.: Mitu A.

Dat la cules 22.10.53. Bun de tipar 18.09.54. Hârtia Velină de 50 g/m 61 × 86/16. Coli editoriale 89. Coli tipar 62,50. Preţul unui exemplar legat 1/1 în pânză lei 52. C-da RU 196 — A. 04163/53. Indicele de clasificare pentru bibliotecile mari 621.3 (021) Indicele de clasificare pentru bibliotecile mici 621.

1022 Tiparul executat la Intreprinderea Poligrafică Nr. 4, Calea Şerban Vodă 133, Bucureşti R.P.R.

ERATĂ

pag.	rînd	In loc de	Se va citi	Din vina
28	17 de sus	$x' = \frac{\tau}{2}$,	$x_1' = \frac{\tau}{2}$,	Tipografiei
28	20 de sus	$x' - \frac{s}{2} =$	$x_1' - \frac{s}{2} =$	Tipografiei
30	16 de jos	$\frac{B_{x_1} + B_{x_1} - \tau}{2}$	$\frac{B_{x_1} + B_{x_2} - \tau}{2}$	Editurii
42	24 de sus	Dacă$_x$ est evaloarea	Dacă A_x este valoarea	Editurii
111	9 de jos	$\rho_{Cu,75°} = 0{,}0214 = \Omega\,mm^2/m$;	$\rho_{Cu,\,75°} = 0{,}0214\,\Omega\,mm^2/m$;	Editurii
137	23 de jos	$E\,\overline{OE}$	$E\,;\,\overline{OE}$	Editurii
182	7 de jos	Se poate deci raţiona	Se poate deci acţiona	Editurii
211	4 de jos	$= \left(36{,}8 + 21\,\frac{50}{100}\right)[2{,}23 \cdot \ldots$	$= \left(36{,}8 + 21\,\frac{50}{100}\right)\frac{50}{100}[2{,}33 \cdot \ldots$	Tipografiei
277	formula (58,8)	$T_e = 2\pi\sqrt{\frac{M_s}{I}}\,[s]$	$T_e = 2\pi/\sqrt{\frac{M_s}{I}}\,[s]$	Editurii
292	11 de jos	$r_e = 0{,}216 = \frac{8 \cdot 178 \cdot 1{,}18}{13{,}9} =$	$r_z = 0{,}216\,\frac{8 \cdot 178 \cdot 1{,}18}{13{,}9} =$	Editurii
628	5 de sus	$E_{20} - c\,\frac{sE_{20} - R_2\,I_{2a}}{R_e} \approx$	$sE_{20} - c\,\frac{sE_{20} - R_2\,I_{2a}}{R_z} \approx$	Tipografiei
779	8 de sus	$D = d_z + 2{,}5$ mm	$D = 1{,}5\,d_z + 2{,}5$ mm	Editurii
789	4 de sus	$M =$	$M_t =$	Tipografiei
887	1 de jos	$P_{01} - p_{0\,Cu} = U_1)$	$P_{01} - p_{0\,Cu} = f\,(U_1)$.	Tipografiei
888	5 de sus	$\frac{\xi_1}{2}$	$\frac{\xi_1}{\xi_2}$	Editurii
894	7 de jos	$\mathrm{tg}\,\alpha = \sqrt{3}\,I_{01}\,R_1/U_1$)	$\mathrm{tg}\,\alpha = \sqrt{3}\,I_{01}R_1/U_1$ *)	Tipografiei